

Eemeli Mölsä

**Oikosulkumoottorin sijaiskytkennän  
parametrien identifiointi akselia  
pyörittämättä**

**Sähkötekniikan korkeakoulu**

Diplomityö, joka on jätetty opinnäytteenä tarkastettavaksi  
diplomi-insinöörin tutkintoa varten Espoossa 20.4.2015.

**Työn valvoja:**

Prof. Marko Hinkkanen

Tekijä: Eemeli Mölsä		
Työn nimi: Oikosulkumoottorin sijaiskytkennän parametrien identifiointi akselia pyörittämättä		
Päivämäärä: 20.4.2015	Kieli: Suomi	Sivumäärä: 8+51
Sähkötekniikan ja automaation laitos		
Professori: Sähkökäytöt		Koodi: S-81
Valvoja ja ohjaaja: Prof. Marko Hinkkanen		
<p>Työssä on tutkittu oikosulkumoottorin parametrien identifiointia akselin ollessa paikallaan. Pääpaino on magnetointi-induktanssin identifioinnissa koneen magneettinen kyllästysilmiö huomioon ottaen. Työssä valittiin kirjallisuuskatsauksen perusteella tarkempaan tutkimukseen kaksi menetelmää. Ensimmäinen valittu menetelmä perustuu roottoriaikavakion tunnistamiseen askelvasteella pienimmän neliösumman menetelmää hyödyntäen. Toinen menetelmä perustuu staattorivuon estimointiin staattorin jänniteyhtälöä integroimalla. Tavoiteltuna tuloksena on koneen magnetointi-induktanssi magnetointivirran funktiona. Menetelmiä vertailtiin tietokonesimuloinnein ja laboratoriomittauksin. Staattorivuon estimointiin perustuva menetelmä todettiin toimivaksi ja tarkaksi simuloinnein ja laboratoriokeuin. Roottoriaikavakion määrittämiseen perustuvalla menetelmällä määritetty induktanssi muodostuu pysyvän tilan induktanssista ja inkrementaali-induktanssista olematta puhtaasti kumpaakaan. Säädessä tarvittava suure on pysyvän tilan induktanssi. Tämän vuoksi menetelmällä saatujen tulosten hyödyntämisessä on haasteita. Työn perusteella todetaan staattorivuon estimointiin perustuva menetelmä paremmin toimivaksi. Menetelmä todettiin kuitenkin herkäksi eri häiriölähteiden aiheuttamille mittausvirheille.</p>		
Avainsanat: Magnetointi-induktanssi, magneettinen kyllästys, oikosulkumoottori, parametrien identifiointi, vektorisäättö		

Author: Eemeli Mölsä

Title: Identification of induction motor parameters without rotating the shaft

Date: 20.4.2015

Language: Finnish

Number of pages: 8+51

Department of Electrical Engineering and Automation

Professorship: Electrical Drives

Code: S-81

Supervisor and instructor: Prof. Marko Hinkkanen

This Master's Thesis deals with the parameter identification of an induction motor without rotating the shaft. The goal of this thesis is to determine the magnetizing inductance considering the magnetic saturation effect as a function of magnetizing current. Two different identification methods were chosen to further analysis as a result of literary view. First of these methods was based on determination of the rotor time constant by means of the step response of the motor. The second method was based on the estimation of the stator flux by integrating the stator voltage equation. These methods were examined by computer simulations and laboratory experiments. The second method, based on the stator flux estimation, was found out to give good accuracy and results both in simulations and laboratory experiments. However, the inductance identified by the method based on determining of the rotor time constant, consists of two terms: steady-state and incremental inductance. This is problematic since the desired result is a pure steady-state inductance. As a result of this thesis, the identification method based on the stator flux estimation was found to be working and the results are satisfactory. However, the method is sensitive to error of measured signals.

Keywords: AC-drive, induction motor, magnetizing inductance, magnetic saturation, parameter identification, vector control

## Esipuhe

Tämä diplomityö on tehty Aalto-yliopiston sähkötekniikan korkeakoulussa sähkökäyttöjen tutkimusryhmässä syksyn 2014 ja kevään 2015 aikana. Diplomityö on osa ABB Oy:n rahoittamaa tutkimusprojektia. Työn valvojana ja ohjaajana toimi professori Marko Hinkkanen, jolle kuuluu kiitos loistavasta ja ammattitaitoisesta ohjauksesta niin itse asiaan kuin tieteelliseen kirjoittamiseen liittyen. Haluan kiittää myös muita tutkimusryhmän jäseniä avusta ja hyvistä vinkeistä sekä viihtyisästä työilmapiiristä. Osoitan kiitokseni myös kaikille muille, jotka ovat tavalla tai toisella myötävaikuttaneet työn etenemiseen.

Otaniemi, 16.4.2015

Eemeli Mölsä

# Sisällysluettelo

<b>Tiivistelmä</b>	<b>ii</b>
<b>Tiivistelmä (englanniksi)</b>	<b>iii</b>
<b>Esipuhe</b>	<b>iv</b>
<b>Sisällysluettelo</b>	<b>v</b>
<b>Symbolit ja lyhenteet</b>	<b>vii</b>
<b>1 Johdanto</b>	<b>1</b>
<b>2 Sähkökoneen ja suuntaajan dynaaminen mallintaminen</b>	<b>4</b>
2.1 Avaruusvektori . . . . .	4
2.2 Oikosulkumoottori . . . . .	5
2.2.1 Rakenne . . . . .	5
2.2.2 Sijaiskytkennät . . . . .	5
2.2.3 Jännite- ja vuoyhtälöt . . . . .	6
2.2.4 Magneettinen kyllästysilmiö . . . . .	7
2.3 Vaihtosuuntaaja . . . . .	10
2.3.1 Yleistä . . . . .	10
2.3.2 Ulostulojännitteen epäideaalisuudet . . . . .	11
<b>3 Oikosulkukoneiden ohjausmenetelmät</b>	<b>15</b>
3.1 Skalaariohjaus . . . . .	15
3.2 Vektorisäätö . . . . .	15
3.3 Suora käämivuon ja vääntömomentin säätö . . . . .	18
3.4 Parametrivirheiden vaikutus säätöön . . . . .	18
<b>4 Parametrien identifiointi</b>	<b>20</b>
4.1 Kirjallisuuskatsaus identifiointimenetelmistä . . . . .	20
4.2 Matemaattiset menetelmät . . . . .	21
4.2.1 Pienimmän neliösumman menetelmä . . . . .	21
4.2.2 Rekursiivinen pienimmän neliösumman menetelmä . . . . .	23
4.3 Staattoriresistanssi . . . . .	23
4.4 Kokonaishajainduktanssi . . . . .	24
4.5 Roottoriresistanssi . . . . .	27
4.6 Magnetointi-induktanssi . . . . .	27
4.6.1 Roottoriaikavakion määrittäminen askelvasteen avulla . . . . .	28
4.6.2 Staattori-induktanssin määrittäminen jänniteyhtälöä integroi- malla . . . . .	31

<b>5</b>	<b>Tietokonesimuloinnit</b>	<b>36</b>
5.1	Simulointijärjestelyt . . . . .	36
5.2	Menetelmä 1: Roottoriaikavakion määrittäminen askelvasteen avulla .	37
5.2.1	Lineaarinen malli . . . . .	37
5.2.2	Kyllästyksen sisältävä malli . . . . .	38
5.3	Menetelmä 2: Staattori-induktanssin määrittäminen jänniteyhtälöä integroimalla . . . . .	39
5.3.1	Lineaarinen malli . . . . .	39
5.3.2	Kyllästyksen sisältävä malli . . . . .	40
<b>6</b>	<b>Laboratoriomittaukset</b>	<b>42</b>
6.1	Koejärjestelyt . . . . .	42
6.2	Mittauks tulokset . . . . .	42
<b>7</b>	<b>Yhteenveto</b>	<b>46</b>
	<b>Viitteet</b>	<b>48</b>

# Symbolit ja lyhenteet

Vektorimuotoisia suureita merkitään lihavoinnilla. Ilman lihavointia esiintyvät suureet ovat skalaarimuotoisia.

## Symbolit

### Latinalaiset aakkoset

$d$	tahtikoordinaatiston reaaliakseli
$J$	hitausmassa
$L_m$	magnetointi-induktanssi T-sijaiskytkennässä
$L_M$	magnetointi-induktanssi $\Gamma$ -sijaiskytkennässä
$L'_M$	magnetointi-induktanssi käänteis- $\Gamma$ -sijaiskytkennässä
$L_{r\sigma}$	roottorin hajainduktanssi
$L_{s\sigma}$	staattorin hajainduktanssi
$L_s$	staattori-induktanssi
$L_t$	inkrementaali-induktanssi
$L_{su}$	staattori-induktanssin kyllästymätön alkuarvo
$L_\sigma$	kokonaishajainduktanssi $\Gamma$ -sijaiskytkennässä
$L'_\sigma$	kokonaishajainduktanssi käänteis- $\Gamma$ -sijaiskytkennässä
$p$	napapariluku
$q$	tahtikoordinaatiston imaginääriakseli
$R_r$	roottoriresistanssi T-sijaiskytkennässä
$R_R$	roottoriresistanssi $\Gamma$ -sijaiskytkennässä
$R'_R$	roottoriresistanssi käänteis- $\Gamma$ -sijaiskytkennässä
$R_s$	staattoriresistanssi
$T_e$	sähkömagneettinen vääntömomentti
$T_L$	kuormamomentti
$T_s$	mittauksen näyteväli
$t$	aika
$u_{dc}$	välipiirin tasajännite
$\mathbf{i}_s$	staattorivirran avaruusvektori
$\mathbf{i}_R$	roottorivirran avaruusvektori $\Gamma$ -sijaiskytkennässä
$\mathbf{i}'_R$	roottorivirran avaruusvektori käänteis- $\Gamma$ -sijaiskytkennässä
$\mathbf{i}_M$	magnetointivirran avaruusvektori $\Gamma$ -sijaiskytkennässä
$\mathbf{i}'_M$	magnetointivirran avaruusvektori käänteis- $\Gamma$ -sijaiskytkennässä
$\mathbf{u}_s$	staattorijännitteen avaruusvektori
$\mathbf{u}_M$	magnetointijännitteen avaruusvektori $\Gamma$ -sijaiskytkennässä
$\mathbf{u}'_M$	magnetointijännitteen avaruusvektori käänteis- $\Gamma$ -sijaiskytkennässä
$\mathbf{I}$	yksikkömatriisi
$\mathbf{J}$	vaiheenkääntömatriisi
$\mathbf{Y}$	selitettävä vektori

## Kreikkalaiset aakkoset

$\alpha$	staattorikoordinaatiston reaaliakseli
$\beta$	staattorikoordinaatiston imaginääriakseli
$\tau_R$	roottoriaikavakio
$\tau_s$	staattoriaikavakio
$\psi_R$	roottorin käämivuo
$\psi_s$	staattorin käämivuo
$\omega_m$	roottorin sähkökulmanopeus
$\omega_s$	staattorin kulmataajuus
$\Phi$	selittävä vektori
$\theta$	parametrivektori

## Operaattorit

$s$	Laplace-operaattori
$\int_0^t dt$	integraali muuttujan $t$ suhteen
$\frac{d}{dt}$	derivaatta muuttujan $t$ suhteen
$\sum_i$	Summa indeksin $i$ yli

## Yläindeksit

$T$	transpoosi
$\hat{\phantom{x}}$	estimoitu suure

## Lyhenteet

AC	vaihtovirta
DC	tasavirta
DTC	suora käämivuon ja vääntömomentin säätö
IM	epätahtimoottori, induction motor
PI	proportional integral
PID	proportional integral derivative
PRBS	monitaajuinen pseudosatunnainen signaali, pseudo random binary signal
PWM	pulssinleveysmodulointi, pulse width modulation
RLS	rekursiivinen pienimmän neliösumman menetelmä, recursive least square



# 1 Johdanto

Nopeussäädetyt vaihtosähkökäytöt ovat yleistyneet nopeasti monissa erilaisissa sovelluksissa ja niille asetetut suorituskykyvaatimukset ovat kasvaneet. Sähkökäytöllä tarkoitetaan sähkömoottorista ja ohjauslaitteesta muodostuvaa kokonaisuutta ja nopeussäädetty vaihtosähkökäyttö muodostuu vaihtosähkömoottorista ja taajuusmuuttajasta, joka syöttää ja ohjaa moottoria. Vaihtosähkökäytön huoltovapaus ja taloudellisuus yhdistettynä niin kutsuttujen mikrotaajuusmuuttajien edulliseen hankintahintaan on tehnyt taajuusmuuttajakäytöstä hyvin houkuttelevan ratkaisun mitä erilaisimpiin käyttötarkoituksiin. Ennen nopeussäädettyjen vaihtosähkökäyttöjen yleistymistä vaihtosähkökäytöt olivat vakionopeudella toimivia ja käytöt, joissa tarvittiin nopeussäätöä, olivat tasasähkökäyttöjä joiden ongelmana on monimutkaisempi mekaaninen rakenne ja siitä seuraava huollon tarve. Perinteinen ratkaisu vakionopeudella toimivan käytön toteutukseen on ollut suoraan verkkoon kytkettävä oikosulkumoottori, mutta uusiin moottoreihin kohdistuvien hyötysuhdevaatimusten johdosta moottoreiden käynnistysvirrat ovat kasvaneet. Tämä yhdistettynä nopeussäädön tuomiin etuihin myös perinteisesti vakionopeuskäyttöinä toteutetuissa sovelluksissa vaikuttaa osaltaan suoraan verkkoon kytkettävien oikosulkumoottorikäyttöjen määrän vähenemiseen ja taajuusmuuttajakäyttöjen määrän kasvuun.

Taajuusmuuttajakäyttöjen yleistymisen erilaisissa sovelluksissa asettaa helpon ja nopean käyttöönoton tärkeäksi kysymykseksi. Henkilön, joka suorittaa sähkökäytön asennuksen ja käyttöönoton, ei voida olettaa aina perehtyneen sähkökäyttöihin. Ideaalitapaus olisi sähkökäyttö, joka toimisi hyvällä suorituskyvyllä ilman käyttäjän antamaa tietoa laitteistosta ja sovelluksesta. Käyttöönotto tapahtuisi nopeasti ja automaattisesti.

Nykyisin tarjolla olevat sähkökäyttöjen ohjausmenetelmät voidaan jakaa kahteen ryhmään: skalaariohjatut ja vektorisäätöön perustuvat. Skalaariohjaus on yksinkertainen menetelmä, eikä useimmiten vaadi toimiakseen käyttäjältä tietoa sovelluksesta. Toisaalta skalaariohjauksen tarjoama suorituskyky on varsin rajallinen, eikä siten sovellu esimerkiksi nopeaa momenttivastetta vaativiin sovelluksiin. Hinnaltaan edullisimmat taajuusmuuttajat sisältävät usein vain skalaariohjauksen, mutta useimmissa kehittyneemmissäkin taajuusmuuttajissa skalaariohjaus on käyttäjän valittavissa kehittyneempien ohjausmenetelmien rinnalla.

Vektorisäädetyt käytöt soveltuvat hyvin kaikille markkinoilla oleville moottorityypeille ja tarjoavat hyvän suorituskyvyn useimpiin vaativampiinkin sovelluksiin. Vektorisäätömenetelmät kuitenkin vaativat toimiakseen moottorimallin, joten käyttöönoton yhteydessä on suoritettava moottorin identifiointi moottorimallin parametrien määrittämiseksi. Identifiointi vaatii usein moottorin pyörittämistä tyhjäkäynnillä usean kymmenen sekunnin ajan, joka on ongelmallista, koska käyttöönottovaiheessa moottori on tyypillisesti asennettu työkoneeseen. Esimerkiksi koneenrakentajan kannalta on luonnollinen työjärjestys tehdä mekaaniset asennukset ennen sähköasennuksia, puhumattakaan sähkövirran kytkemistä keskeneräiseen laitteistoon moottorin identifiointia varten. Useissa tapauksissa työkoneen luonne on sellainen, että moottorin tyhjäkäynti ilman kuormaa ei ole mahdollista. Tällaisia ovat esimerkiksi käytöt, joissa pyörivän liikkeen määrä on rajoitettu tai järjestelmän hitausmo-

mentti on suuri. Lisäksi moottorimalli perustuu usein osittain moottorin valmistajan ilmoittamiin nimellisarvoihin, jotka käyttäjän on syötettävä taajuusmuuttajan muistiin käyttönoton yhteydessä. Monissa tapauksissa tämä aiheuttaa ongelmia - esimerkiksi jos osaamista sähkökäytöistä ei ole tai laitteistossa on iso määrä erilaisia käyttöjä. Sujuva käyttöönotto toimisi siis ilman käyttäjän antamaa tietoa ja vaatisi näin siis kehittyneen automaattisen moottoriparametrien tunnistuksen.

Edullisemmankin hintaluokan taajuusmuuttajat sisältävät kehittyneitä moottorinohjausmenetelmiä, jotka toimiakseen vaativat käyttäjän antamaa tietoa moottorista ja sovelluksesta. Tämän vuoksi on yleistä, että skalaariohjausta käytetään yleisesti, vaikka sovellus vaatisi vektorisäädön tasoisen suorituskvyn. Skalaariohjauksella ja vektorisäädöllä on tavallaan vastakkaiset ominaisuudet, jotka molemmat ovat haluttuja. Skalaariohjaus on helppo, mutta ei hyvä. Vektorisäätö taas on hyvä, mutta ei helppo.

Oikosulkumoottori on säädön kannalta mutkikas järjestelmä; roottorikäänitys on pyörivä, oikosuljettu häkkikäänitys, jonka virtaa ei pystytä mittaamaan. Oikosulkumoottoria voidaan kuvata mallina, joka sisältää resistansseja ja induktansseja. Oikosulkumoottorin induktanssit eivät kuitenkaan pysy vakioarvossaan vaan kyllästyvät koneen magnetointi- ja kuormitustilan mukaan. Tämä tekee koneesta epälineaarisen järjestelmän.

Paljon käytetyt oikosulkukoneen identifiointimenetelmät jakautuvat kahteen ryhmään. Toiset menetelmät kykenevät määrittämään koneelle mallin, jossa epälineaarisuus on otettu riittävästi huomioon hyvän suorituskvyn takaamiseksi, mutta vaativat moottorin pyörivän tyhjäkäyntiä mittauksen aikana. Toinen ryhmä suorittaa identifioinnin akselin ollessa paikallaan, mutta yksinkertaistavat mallin - monesti linearisoidulla yhteen toimintapisteeseen. Lisäksi identifiointi perustuu usein erilaisiin oletuksiin, jotka eivät välttämättä päde kaikille moottoreille.

Tämän diplomityön tavoitteena on löytää menetelmä, joka kykenee oikosulkumoottorin sijaiskytkennän parametrien identifiointiin ilman tarvetta pyörittää moottorin akselia. Menetelmän tulee kyetä määrittämään vektorisäädössä tarvittavat parametrit riittävän hyvällä tarkkuudella siten, että säätö kykenee toimimaan hyvällä dynamiikalla kaikissa toimintapisteissä. Identifioinnin tulee perustua mahdollisimman vähän käyttäjän antamiin parametreihin ja kyettävä toimimaan täysin automaattisesti. Haastavin identifioitava oikosulkumoottorin parametreista on magnetointi-induktanssi, johon vaikuttaa voimakkaasti koneen magneettinen kyllästystila. Induktanssi siis vaihtelee voimakkaasti koneen toimintapisteiden mukaan. Työn pää-tavoite on magnetointi-induktanssin identifiointi kyllästysilmiö huomioon ottaen koneen akselin ollessa paikallaan ja tavoiteltuna tuloksena on magnetointi-induktanssi magnetointivirran funktiona.

Luvussa 2 esitellään oikosulkumoottorin ja vaihtosuuntaajan dynaamisessa mallintamisessa tarvittavat matemaattiset yhtälöt sekä ohjauksessa esiintyvät ilmiöt. Luvussa 3 esitellään oikosulkumoottorin ohjausmenetelmää ja parametrivirheiden vaikutusta säätöön. Luvussa 4 esitellään parametrien identifiointimenetelmiä. Oikosulkumoottorin ohjaukseen tyypillisesti käytettävän moottorimallin kunkin parametrien identifiointi esitellään lyhyesti. Työn pääpainona olevan magnetointi-induktanssin identifiointimenetelmiä vertaillaan kirjallisuuskatsauksella, jonka tuloksena valitaan

tarkempaan tutkimukseen kaksi eri menetelmää, jotka esitellään tarkemmin. Menetelmien toimintaa tutkitaan tietokonesimuloinnein. Simulointimenetelmät ja saadut tulokset käsitellään kappaleessa [5](#). Simulointien perusteella paremmin toimivaksi todettua menetelmää tutkittiin myös laboratoriomittauksin. Laboratoriomittaukset ja saadut tulokset on esitetty luvussa [6](#).

## 2 Sähkökoneen ja suuntaajan dynaaminen mallintaminen

Tässä luvussa esitellään sähkökoneen ja ohjaukseen käytettävän suuntaajan dynaamiseen mallintamiseen liittyvät ilmiöt sekä mallintamisessa tarvittavat matemaattiset yhtälöt.

### 2.1 Avaruusvektori

Avaruusvektoreilla voidaan mallintaa kolmivaihejärjestelmän kaikkien vaiheiden suuria yhtäaikaisesti, yhtä vektoria käyttäen. Kolmivaihejännitteen muunnos avaruusvektoriksi on

$$\mathbf{u}_s = \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2/3 & -1/3 & -1/3 \\ 0 & 1/\sqrt{3} & -1/\sqrt{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix}, \quad (1)$$

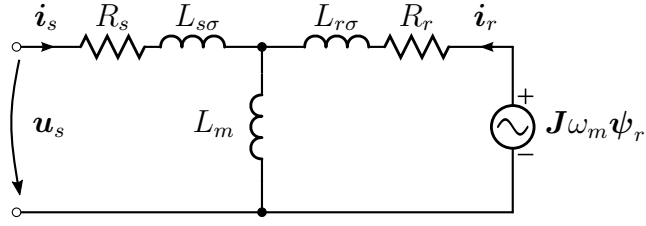
missä  $u_a, u_b$  ja  $u_c$  ovat vaihejännitteet,  $u_\alpha$  staattorikoordinaatiston reaaliakselia vastaava jännitekomponentti,  $u_\beta$  staattorikoordinaatiston imaginääriakselia vastaava komponentti ja  $\mathbf{u}_s$  jännitteen avaruusvektori. Avaruusvektorisuureet on merkitty lihavoinnilla. Sähkökoneiden vektorimuotoisissa yhtälöissä esiintyy myös vaiheenkääntömatriisi ja yksikkömatriisi

$$\mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad \mathbf{I} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (2)$$

Vektorisäätömenetelmissä säädetään koneen magnetointitilaa ja vääntömomenttia erikseen. Vaihtovirtakoneen staattorissa esiintyvät suuret vaihtelevat sinimuotoisesti, joten niiden ohjaus ja säätö on sellaisenaan hankalaa. Tyypillisesti vektorisäädössä käytetään koordinaatistoa, joka on kiinnitetty roottorin käämivuohon. Tällöin staattorivirta voidaan jakaa vääntömomenttia tuottavaan komponenttiin ja vastaavasti magneettivuota tuottavaan komponenttiin jotka ovat pysyvyystilassa ta-sasähkösuureita. Vektorisäätö vaatii siis yleensä koordinaatistomuunnoksen.

Muissa koordinaatistoissa esiintyvät suuret on merkitty yläindeksillä  $k$ . Liavoimattomat suuret ovat skalaarimuotoisia. Isolla kirjaimella merkityllä suurella tarkoitetaan amplitudia.

Työssä käsitellään parametrien identifiointia akselin ollessa paikallaan, joten kaikki koneen dynamiikkaa kuvaavat yhtälöt esitetään staattorikoordinaatistossa skalaarimuotoisina yhtälöinä, ellei toisin mainita. Yleisesti kuitenkin sähkökoneiden dynaamiseen mallintamiseen tarvitaan vektorimuotoisia suuria, joten yhtälöt esitellään tässä kappaleessa vektorimuotoisina.



Kuva 1: Oikosulkumoottorin T-sijaiskytkentä staattorikoordinaatistossa.

## 2.2 Oikosulkumoottori

### 2.2.1 Rakenne

Oikosulkumoottori on yleisin käytössä oleva vaihtosähkömoottorityyppi. Moottorin rakenteen muodostaa paikallaan pysyvä staattori ja pyörivä roottori. Staattoriin on kiinnitetty symmetrinen kolmivaihekäämitys (häkkikäämitys), jossa kulkeva virta muodostaa pyörivän magneettikentän. Roottorissa on symmetrinen monivaihekäämitys, joka on päistään oikosuljettu oikosulkurenkailla. Staattorikäämityksen virran aiheuttama magneettivuo kytkeytyy roottoriin, jolloin roottorivuo seuraa pyörivää magneettikenttää. Itse roottori ei kuitenkaan koskaan saavuta staattorivuon pyörimisnopeutta (tahtinopeutta), vaan roottorin pyörimisnopeus jää jättämän verran pienemmäksi. Staattorikulmataajuuden ja roottorin kulmanopeuden välisellä jättämätajuudella indusoituu roottoriin roottorivirta, joka muodostaa yhdessä staattorivirran kanssa roottorivuon. Roottorivirta ja jättämäkulmataajuus ovat verrannollisia moottorin tuottamaan vääntömomenttiin.

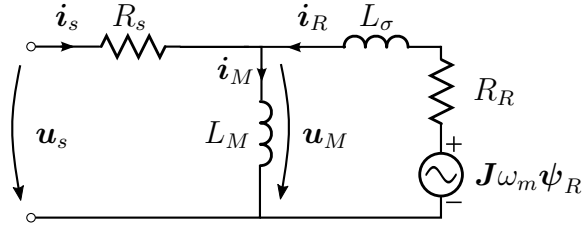
### 2.2.2 Sijaiskytkennät

Oikosulkumoottorin sähköisiä ominaisuuksia voidaan mallintaa erilaisilla sijaiskytkennöillä, joista kirjallisuudessa usein käytetään kuvassa 1 esitettyä T-sijaiskytkentää. T-sijaiskytkentä sisältää magnetointi-induktanssin  $L_m$ , staattorin ja roottorin hajainduktanssit  $L_{s\sigma}$  ja  $L_{r\sigma}$  sekä resistanssit  $R_s$  ja  $R_r$ . T-sijaiskytkennästä voidaan johtaa eri käyttötarkoituksiin sopivia yksinkertaistettuja sijaiskytkentöjä, jotka sisältävät vähemmän parametreja (Slemon 1989).

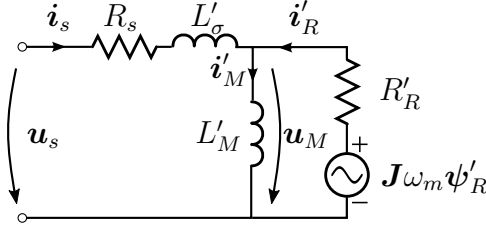
Kuvassa 2 on esitetty  $\Gamma$ -sijaiskytkentä, joka sisältää staattoriresistanssin  $R_s$ , magnetointi-induktanssin  $L_M$ , kokonaishajainduktanssin  $L'_\sigma$  sekä liikejännitetermin  $J\omega\psi_R$ . Tässä sijaiskytkennässä staattorivuo muodostuu suoraan staattori-induktanssin virran mukaan.

Kuvassa 3 on esitetty käänteis- $\Gamma$ -sijaiskytkentä, joka eroaa edellämainitusta  $\Gamma$ -sijaiskytkennästä sillä, että kokonaishajainduktanssi  $L'_\sigma$  on staattorin puolella. Tämä sijaiskytkentä on vektorisäädössä usein käytetty, koska sen avulla päästään yksinkertaisimpiin mahdollisiin vuo- ja momenttiyhtälöihin (Ranta 2013).

Sijaiskytkentöjen muunnoksiin tarvittavat yhtälöt on esitetty taulukossa 1. Staattori-induktanssi muodostuu T-sijaiskytkennän magnetointi-induktanssista sekä staattorin puolen hajainduktanssista  $L_s = L_m + L_{s\sigma}$ . Roottori-induktanssi taas muodostuu magnetointi-induktanssista sekä roottorin hajainduktanssista  $L_r = L_m + L_{r\sigma}$ .



Kuva 2: Oikosulkumoottorin  $\Gamma$ -sijaiskytkentä staattorikoordinaatistossa.



Kuva 3: Oikosulkumoottorin käänteis- $\Gamma$ -sijaiskytkentä staattorikoordinaatistossa.

Taulukko 1: Sijaiskytkentöjen muunnokset

Sijaiskytkentä	T	käänteis- $\Gamma$	$\Gamma$
kytkentäkerroin	-	$k_r = L_m / L_r$	$k_s = L_m / L_s$
roottorivirta	$i_r$	$i'_R = i_r / k_r$	$i_R = k_s i_r$
roottorin käämivuo	$\psi_r$	$\psi'_R = k_r \psi_r$	$\psi_R = \psi_r / k_s$
magnetointi-induktanssi	$L_m$	$L'_M = k_r L_m$	$L_M = L_s / k_s = L_s$
hajainduktanssi	$L_{s\sigma}, L_{r\sigma}$	$L'_\sigma = L_{s\sigma} + k_r L_{r\sigma}$	$L_\sigma = L_{s\sigma} / k_s + L_{r\sigma} / k_s^2$
roottoriresistanssi	$R_r$	$R'_R = k_r^2 R_r$	$R'_R = R_r / k_s^2$

Roottorin sähkömagneettista dynamiikkaa kuvaamaan voidaan määritellä roottoriaikavakio

$$\tau_R = \frac{L_m + L_{r\sigma}}{R_r} = \frac{L'_M}{R'_R} = \frac{L_M + L_\sigma}{R_R}. \quad (3)$$

### 2.2.3 Jännite- ja vuoyhtälöt

Oikosulkumoottorin dynaamiseen mallintamiseen tarvittavia yhtälöitä on esitetty seuraavassa. Staattorin jänniteyhtälö lausuttuna staattorikoordinaatistossa on

$$\frac{d\psi_s}{dt} = \mathbf{u}_s - R_s \mathbf{i}_s, \quad (4)$$

missä  $R_s$  on staattoriresistanssi,  $\mathbf{i}_s$  on staattorivirran avaruusvektori ja  $\psi_s$  staattorivuon avaruusvektori. Käänteis- $\Gamma$ -sijaiskytkennällä roottorin jänniteyhtälö sekä staattorin ja roottorin vuoyhtälöt voidaan kirjoittaa seuraavasti. Roottorin jänniteyhtälö on

$$\frac{d\psi'_R}{dt} = -R'_R \mathbf{i}'_R + \mathbf{J} \omega_m \psi'_R, \quad (5)$$

missä  $\mathbf{i}'_R$  on roottorivirran avaruusvektori. Staattorivuon yhtälö on

$$\boldsymbol{\psi}_s = (L'_\sigma + L'_M)\mathbf{i}_s + L'_M\mathbf{i}'_R, \quad (6)$$

missä  $L'_\sigma$  on kokonaishajainduktanssi (staattorista näkyvä oikosulkuinduktanssi) ja  $L'_M$  magnetointi-induktanssi. Roottorivuon yhtälö on

$$\boldsymbol{\psi}'_R = L'_M(\mathbf{i}_s + \mathbf{i}'_R). \quad (7)$$

Koneen tuottama sähkömagneettinen vääntömomentti  $T_e$  voidaan lausua staattori- tai roottorivuon sekä staattorivirran avulla

$$T_e = \frac{3p}{2}\mathbf{i}_s^T \mathbf{J} \boldsymbol{\psi}_s = \frac{3p}{2}\mathbf{i}_s^T \mathbf{J} \boldsymbol{\psi}_R, \quad (8)$$

missä  $p$  on koneen napapariluku. Sähkökäytön mekaanista dynamiikkaa mallinnetaan liikeyhtälöllä

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{p}{J}(T_e - T_L), \quad (9)$$

missä  $J$  on järjestelmän kokonaishitausmomentti ja  $T_L$  kuormitusmomentti.

#### 2.2.4 Magneettinen kyllästysilmiö

Sähkökoneen rautasydämen magneettinen johtavuus riippuu vuon arvosta. Pienillä vuon arvoilla induktanssi pysyy suunnilleen vakiona, mutta vuon voimakkuuden noustessa koneen rautaosien magneettinen kyllästys alkaa vaikuttaa, jolloin induktanssi laskee. Usein sähkökoneet suunnitellaan niin, että jo nimellisellä vuolla induktanssit ovat hieman kyllästyneet.

Monissa tapauksissa voidaan käyttää lineaarista moottorimallia, jossa induktanssit oletetaan vakioiksi. Tällöin käämivuon indusoima jännite noudattaisi yhtälöä

$$u_M = L_s \frac{di_M}{dt}. \quad (10)$$

Kyllästysilmiön merkitys kuitenkin korostuu tilanteissa, joissa roottorivuon arvoa halutaan muuttaa, kuten kentänheikennysalueella tai käytettäessä vuon optimointia. Koneen kehittämä sähkömagneettinen vääntömomentti on verrannollinen käämivuon arvoon, joten säädössä käytettävässä moottorimallissa olevan induktanssin arvon tarkkuus vaikuttaa momenttivasteen tarkkuuteen sekä kuormitusvirran minimointiin. Tämän vuoksi kyllästyksen tuntemisella on merkitystä erityisesti sovelluksissa, joissa tarvitaan hyvää dynamiikkaa.

Staattorivuo muodostuu päävuosta ja staattorin hajavuosta. Päävuo kytkeytyy staattorikäämityksestä ilmapälin kautta roottorin läpi. Vuon kulkema reitti on pääosin rautaa, joten kyllästyksen vaikutus on erittäin suuri. Osa vuosta kytkeytyy suoraan ilmapälistä takaisin staattorikäämitykseen, jolloin muodostuu staattorin hajavuo. Koska staattoriurat ovat avoimia, hajavuo kulkee pääosin ilmassa eikä kyllästystä juuri tapahdu. Roottorin hajavuo kytkeytyy vastaavasti roottorin häkkikäämityksestä roottorihampaan ja ilmapälin kautta takaisin. Pienitehoisten sähkökoneiden

roottoriurat ovat useimmiten suljettua tyyppiä, jolloin häkkikäämitys on kokonaan raudan ympäröimä. Hajavuon reitti on siis pääosin rautaa. Uran sulkeva osa on lisäksi erittäin kapea, joten hajavuo kytkeytyy hyvin ahdasta reittiä. Tämän vuoksi roottorin hajainduktanssi kyllästyy erittäin voimakkaasti, aiheuttaen jopa moninkertaisen muutoksen hajainduktanssin arvoon. Tämä ilmiö on erityisen voimakas koneissa, joiden roottoriurat ovat suljetut tai vinot (Gerada ym. 2007; Yahiaoui ja Bouillault 1995). Roottorin hajavuo on lähes kohtisuorassa päävuota vastaan ja se kytkeytyy roottorihampaan ja selän kautta vaikuttaen merkittävästi päävuon kyllästytykseen. Koska roottorin hajavuo ja sen kyllästys riippuu vahvasti roottorivirrasta, joka vaihtelee vääntömomentin mukaan, vaikuttaa kuormamomentti myös päävuon kyllästymiseen. Suuritehoisemmat oikosulkukoneet valmistetaan yleensä puoliavoimilla tai avoimilla roottoriurilla, joten roottorin hajainduktanssin kyllästyksellä on huomattavasti pienempi merkitys (Niemenmaa ja Luomi 2011).

Raudan kyllästyksestä johtuen magnetointivirran indusoima käämivuo ei ole lineaarisesti riippuva magnetointivirrasta, vaan käämivuon ja virran sitoo toisiinsa epälineaarinen riippuvuus. Kuvassa 4 on esitetty raudan magneettisen kyllästyksen käyttäytyminen käämivuona magnetointivirran funktiona. Kun tarkastellaan vuon muodostumista virran funktiona, voidaan käämin jänniteyhtälö lausua yleisessä muodossa

$$u_M = \frac{d\psi_s}{dt} = \frac{d\psi_s}{di_M} \frac{di_M}{dt}. \quad (11)$$

Pysyvän tilan induktanssi kussakin toimintapisteessä voidaan ratkaista origosta toimintapisteeseen kulkevan suoran kulmakertoimen tangenttina. Kyllästymätön induktanssi on siis

$$L_u = \tan \mu_u \quad (12)$$

ja nimellisen toimintapisteen induktanssi

$$L_{s,N} = \tan \mu_N. \quad (13)$$

Toisaalta pysyvän tilan induktanssi voidaan määritellä käämivuon ja magnetointivirran osamääränä

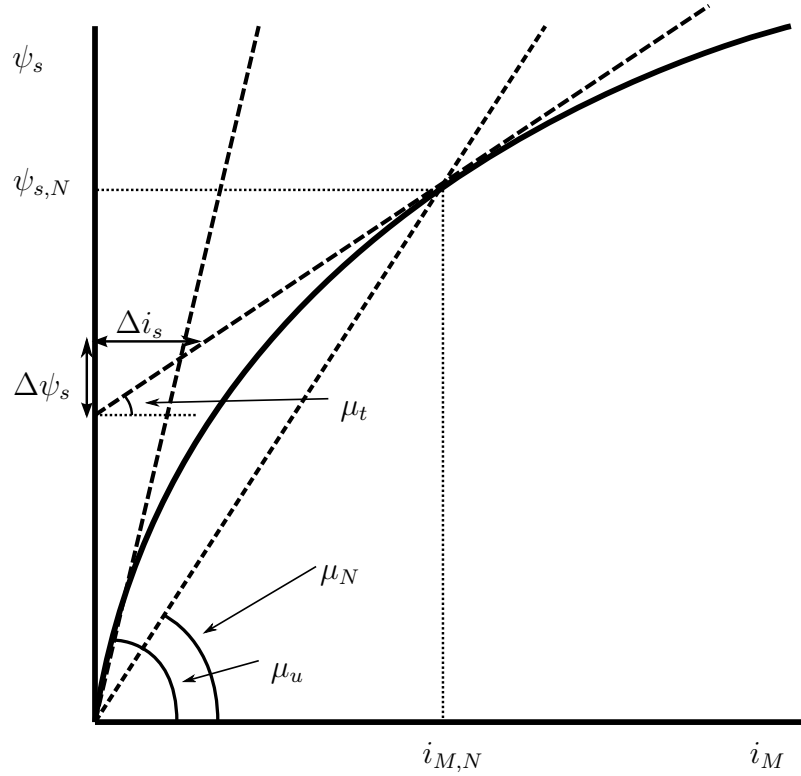
$$L_s(i_M) = \frac{\psi_s}{i_M}. \quad (14)$$

Magnetointivirran muuttuessa vuo muuttuu seuraten kyllästyskäyrää. Tiettyä virran muutosta vastaavaa induktanssin muutosta voidaan estimoida kyllästyskäyrän tangenttina. Tämä niin kutsuttu inkrementaali-induktanssi  $L_t$  voidaan siis määritellä tangentin kulmakertoimenä

$$L_t = \tan \mu_t = \frac{\Delta\psi_s}{\Delta i_M}. \quad (15)$$

Havaitaan, että tangentin kulmakerroin on samalla vuon derivaatta magnetointivirran suhteen. Näin ollen huomataan yhtälön (11) mukaan, että virran muutostilanteessa käämin indusoima jännite on verrannollinen inkrementaali-induktanssiin  $L_t$ .





Kuva 4: Vuon kyllästys magnetointivirran funktiona.

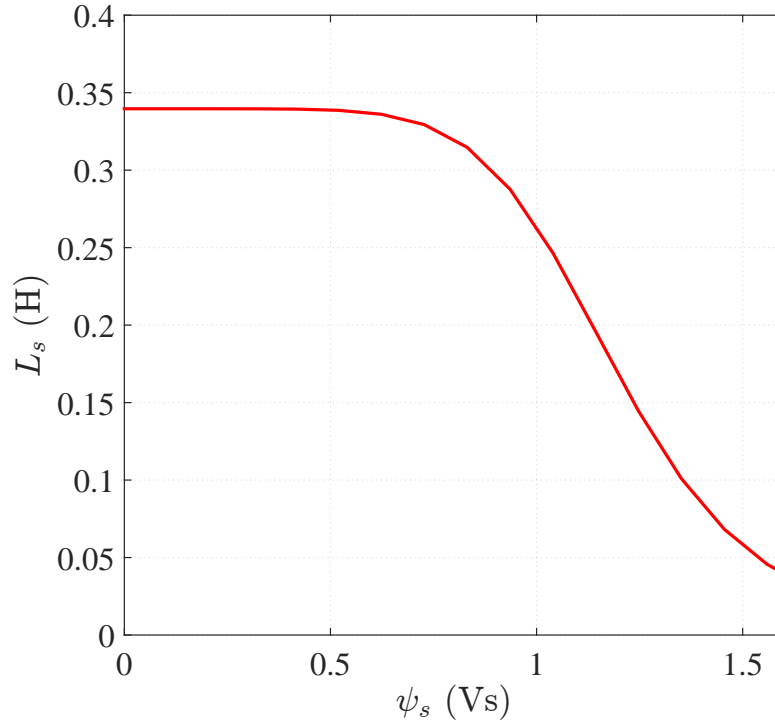
Inkrementaali-induktanssi vuon funktiona sisältää tiedon pysyvän tilan induktanssin derivaatasta (Melkebeek 1983; Melkebeek ja Novotny 1983). Pysyvän tilan induktanssi magnetointivirran funktiona voidaan ratkaista inkrementaali-induktansseista. Koska virran muuttuessa vuo muuttuu kyllästyskäyrää pitkin ja kuten aiemmin todettu, pysyvän tilan induktanssi voidaan ajatella olevan kussakin toimintapisteessä origon ja toimintapisteen välisen suoran kulmakerroin, pienillä magneetointivirran arvoilla inkrementaali-induktanssi on likimain sama kuin pysyvän tilan induktanssi.

Moottorin magneettinen kyllästysilmiö voidaan mallintaa esimerkiksi staattori-induktanssin arvona staattorivuon funktiona  $\Gamma$ -sijaiskytkentää käyttäen. Magneettista kyllästystä voidaan mallintaa esimerkiksi seuraavalla funktiolla (Tuovinen 2009)

$$L_s(\psi_s) = \frac{L_{su}}{1 + (\beta\psi_s)^S}, \quad (16)$$

missä  $L_{su}$  on kyllästymätön pysyvän tilan staattori-induktanssin alkuarvo.  $\beta$  edustaa vuon arvoa, jolla induktanssin arvo on puolet kyllästymättömästä arvostaan. Parametri  $S$  on vakio, joka määrää kyllästyskäyrän jyrkkyyden. Kuvassa 5 on esitetty edellisellä funktiolla mallinnettu kyllästysilmiö.

Edellisellä yhtälöllä määritellylle staattori-induktanssille voidaan määritellä vas-



Kuva 5: Esimerkki staattori-induktanssin kyllästyksestä staattorivuon funktiona

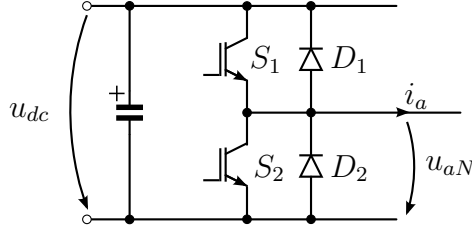
taava inkrementaali-induktanssi  $L_t$  staattorivuon funktiona

$$L_t(\psi_s) = \frac{d\psi_s}{di_M} = \frac{L_{su}}{1 + (S + 1)(\beta\psi_s)^S}. \quad (17)$$

## 2.3 Vaihtosuuntaaja

### 2.3.1 Yleistä

Vaihtosuuntaaja toimii sähkökäytössä moottorin syöttölaitteena ja muodostaa moottorin tarvitsemat vaihtojännitteet välipiirin tasajännitteestä vaihtokytkinten asennoilla. Kuvassa 6 on esitetty vaihtosuuntaajan yhden vaiheen tehokytkimen komponentit, jotka muodostavat yhden vaihtokytkimen. Modulaattori toteuttaa ohjauksessa tarvittavat jänniteohjeet asettamalla vaihtosuuntaajan kytkimet kullakin ajanhetkellä haluttua jännitteen avaruusvektoria vastaaviin asentoihin. Kolmivaiheisessa vaihtosuuntaajassa on käytettävissä kahdeksan eri kytkinasentoa, joista kuusi vastaa aktiivisia jännitevektoreita ja kaksi vastaa nollavektoria. Aktiiviset jännitevektorit tuottavat jännitteen, jonka suunta kompleksitasossa riippuu kytkinasennosta ja itseisarvo on  $2/3u_{dc}$ . Nollavektori muodostetaan kääntämällä vaiheiden vaihtokytkimet samaan potentiaaliin, eli joko positiiviseen tai negatiiviseen välipiirijännitteeseen. Tällöin vaihtosuuntaajan ulostulojännite on nolla ja suuntaaja vastaa kuormasta katsottuna kolmivaiheista oikosulkua. Normaalin toiminnan aikana tarvittava ulostulojännitteen avaruusvektori muodostetaan moduloimalla kytkinasentojen



Kuva 6: Vaihtosuuntaajan yhden vaiheen tehokytkin

muodostamia pulssisuhhteita. Ideaalisessa tapauksessa kytkinjännite  $u_{aN}$  muodostuisi suoraan kytkinohjeen ja välipiirijännitteen tulona

$$u_{aN} = u_{aN,ref} = q_a u_{dc}, \quad (18)$$

missä  $q_a$  on a-vaiheen kytkinohje ja  $u_{dc}$  välipiirin tasajännite.

### 2.3.2 Ulostulojännitteen epäideaalisuudet

Todellisten tehokytken sammumiseen ja syttymiseen kuluva aika on otettava huomioon vaihtosuuntaajan ohjauksessa, jolloin jännitereferenssin ja toteutuneen jännitteen välille tulee epälineaarinen riippuvuus (Mohan ym. 1989). Edellisen kytkimen sammuttamisen jälkeen seuraavaa ei voida sytyttää välittömästi, koska muuten on vaarana niin kutsuttu läpisytytminen, eli jännitevälipiirin oikosulkeutuminen ylemmän ja alemman kytkimen johtaessa samanaikaisesti. Läpisytytymisen vaara vältetään jättämällä kytkentöjen väliin aika, jolloin molemmat kytkimet ovat poiskytettyinä. Tätä mikrosekuntien mittaista hetkeä kutsutaan kuolleeksi ajaksi (dead time, blanking time). Kuvassa 7 on esitetty kommutoinnin kulku yhden vaiheen ylähaaralta alahaaralle.  $S_{1,ref}$  ja  $S_{2,ref}$  ovat kytkinohjeet, joiden mukaan ideaalisessa tilanteessa saataisiin jänniteohjetta  $u_{aN,ref}$  vastaa jännite. Kytkinten kääntöön on jätettävä aikaviive  $T_d$ , jolloin kytkinten ohjaus tapahtuu ohjeiden  $S_1$  ja  $S_2$  mukaan. Todellinen kuollut aika sisältää itse asetellun viiveen  $T_d$  sekä kytkentätilanteesta riippuvan tehokytken syttymis- ja sammumisviiveen  $T_{on}$  ja  $T_{off}$ .

Kuolleen ajan aikana vaihevirta kulkee nolladiodin  $D_1$  tai  $D_2$  läpi, virran suunnasta riippuen. Todellinen kommutointiviive riippuu virran suunnasta kytkentähetkellä. Esimerkiksi jännitteen muuttuessa positiiviseksi vaihevirran ollessa positiivinen, virta kommutoituu diodilta  $D_2$  kytkimelle  $S_1$ . Tällöin jännitteen kääntymiseen kuluu aika  $T_d$  sekä kytkimen  $S_1$  syttymisviive  $T_{on}$ . Negatiivisella virralla virta taas kommutoituu kytkimeltä  $S_2$  diodille  $D_1$ , jolloin jännitteen kääntymiseen kuluva aika on ainoastaan kytkimen  $S_2$  sammumisaika (Lee ym. 2012).

Toinen merkittävä epälineaarisuuden aiheuttaja on tehokytken kynnysjännite, joka näkyy virran vaihtaessa merkkiään. Jännitteen nollakohdan ohi mentäessä jää kynnysjännitteen verran jännitettä nollan molemmille puolille. Tätä ilmiötä voidaan mallintaa signum-funktiolla. Todellista suuntaajan muodostamaa kytkinjänni-

tettä voidaan mallintaa seuraavalla yhtälöllä

$$u_{aN} = u_{aN,ref} - \frac{T_d}{T_s} u_{dc} \text{sign}(i_a) - u_{th} \text{sign}(i_a) - R_d i_a, \quad (19)$$

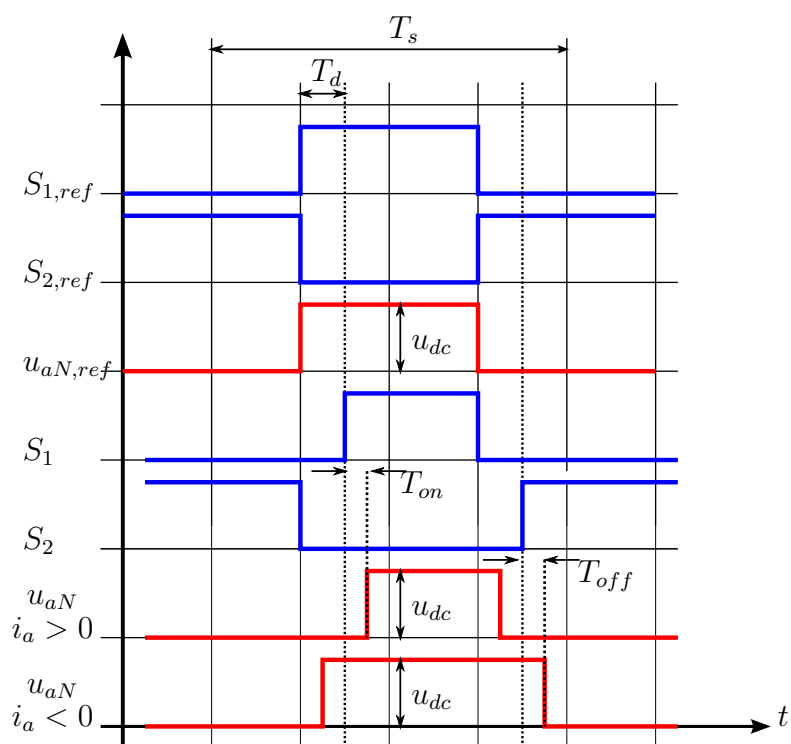
missä  $u_{aN,ref}$  on ideaalinen staattorijännite,  $T_d$  kuollut aika,  $T_s$  kytkentäjakso,  $i_a$  vaihevirta,  $u_{th}$  tehokytkimen kynnysjännite sekä  $R_d$  tehokytkimen johtoresistanssi. Tehokytkinten ja diodien johtoresistanssit sekä kynnysjännitteet on oletettu samoiksi. Kytkentätaajuuden kasvaessa kuolleen ajan aiheuttaman virheen vaikutus kasvaa (Pedersen ym. 1993).

Aivan pienillä ulostulovirroilla kuolleen ajan ilmiön ja kynnysjännitteiden aiheuttama jännitteenalenema näkyvät voimakkaasti ulostulojännitteessä ja virran kasvaessa niiden osuus pienenee, mutta hieman epälineaarisesti. Tehokytkinten kynnysjännite ei myöskään ole aivan vakio vaan muuttuu hieman virrasta riippuen. Isommilla ulostulovirroilla kynnysjännitteiden merkitys pienenee ja jännitevirheeseen vaikuttaa lähinnä resistanssit. Signum-funktiota paremmin jännitteen epälineaarista riippuvuutta ulostulovirrasta sopii kuvaamaan arkustangenttifunktio (Qu ym. 2012)

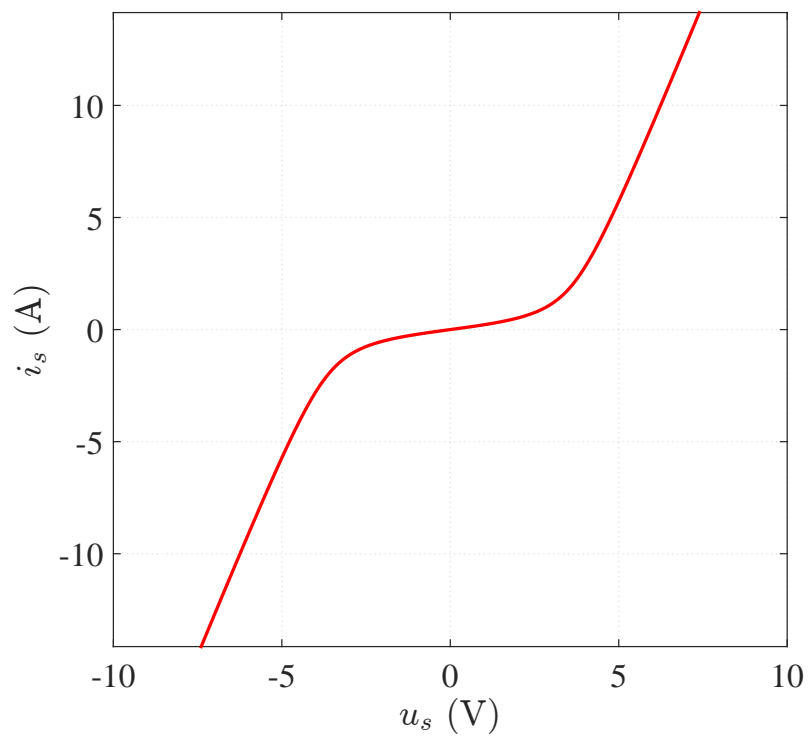
$$u_{aN} = u_{aN,ref} - \frac{2T'_d}{\pi T_s} u_{dc} \arctan \frac{i_a}{i_{th}}, \quad (20)$$

missä  $T'_d$  sisältää sekä kuolleen ajan että kynnysjännitteiden vaikutuksen ja  $i_{th}$  määrää jyrkkyyden nollan tuntumassa. Arkustangentti kerrottuna  $2/\pi$ :llä lähestyy signum-funktiota  $i_{th}$ :n lähestyessä nollaa (Hinkkanen ym. 2010). Kuvassa 8 on esitetty esimerkki vaihtosuuntaajan jännitteenalenemasta ulostulovirran funktiona.

Kytken johtotilojen väliin jäävä kuollut aika yhdessä kynnysjännitteiden kanssa aiheuttaa siis alenemaa jännitereferenssin ja todellisen suuntaajan muodostaman jännitteen välille. Tätä jännitteenalenemaa voidaan kompensoida lisäämällä modulaattorin laskemiin pulssisuhteisiin jännitteenalenemaa vastaava termi. Tehokytkimen johtotilan resistanssi voidaan sisällyttää identifiointivaiheessa mitattavaan suuntaajalta näkyvään staattoriresistanssiin, joka sisältää puolijohteen, moottori-kaapelin sekä itse staattorikäämin resistanssin.



Kuva 7: Esimerkki kuolleen ajan vaikutuksesta tehokytkinten ohjauksessa.



Kuva 8: Esimerkki suuntaajan ulostulovirran käyttäytymisestä eri ulostulojännitteillä.

### 3 Oikosulkukoneiden ohjausmenetelmät

Tässä luvussa esitellään lyhyesti oikosulkukoneiden ohjaukseen käytettäviä menetelmiä. Työn kannalta oleellisin menetelmä on vektorisäätö, johon myöhemmin työssä viitataan.

#### 3.1 Skalaariohjaus

Skalaariohjaus on ensimmäinen ja yksinkertaisin vaihtovirtakoneen ohjausmenetelmä, joka perustuu vaihtosähkökoneen staattorin pysyvän tilan jänniteyhtälöön

$$\mathbf{u}_s = R_s \mathbf{i}_s + \mathbf{J} \omega_s \boldsymbol{\psi}_s, \quad (21)$$

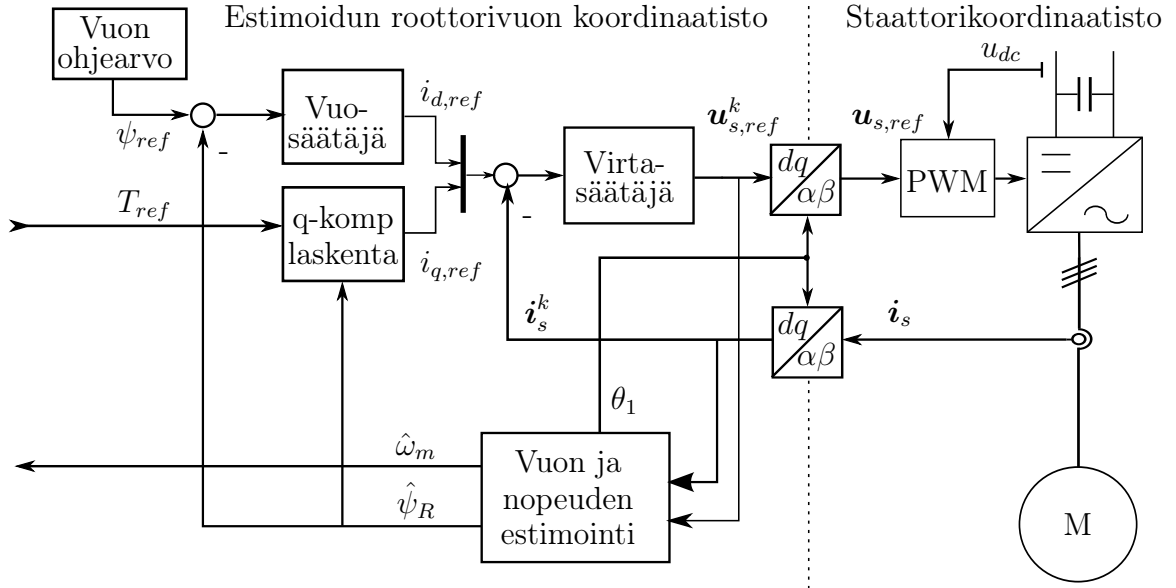
missä  $\mathbf{u}_s$  on staattorijännite,  $R_s$  staattoriresistanssi,  $\mathbf{i}_s$  staattorivirta,  $\omega_s$  staattorin kulmataajuus ja  $\boldsymbol{\psi}_s$  staattorin käämivuo. Vaihtosuuntaajan käyttöä kolmivaiheisen oikosulkukoneen ohjaukseen on käsitelty esimerkiksi Bradley ym. (1964). Ensimmäiset kaupalliset vaihtosähkökäytöt esiteltiin 1970-luvun lopulla (Harmoinen 2002). Vaihtosuuntaaja syöttää moottoriin haluttua nopeusohjetta vastaavan taajuuden ja sitä vastaavan jännitteen. Useimmissa tapauksissa staattorin käämivuo pyritään pitämään vakiona, koska koneen tuottama momentti on verrannollinen staattorivirran ja käämivuon tuloon. Tämän vuoksi jänniteohje pidetään suoraan verrannollisena taajuuteen.

Skalaariohjaus perustuu olettamukseen, että moottori on jatkuvasti pysyvyystilassa; ohjaus perustuu ainoastaan jännitteen ja taajuuden toisiinsa sitovaan yhtälöön, eikä muutostiloja oteta huomioon ollenkaan. Lisäksi nopeusvaste on epätarkka, koska taajuusohje on verrannollinen epätahtikoneen tahtinopeuteen, eikä roottorin mekaaniseen nopeuteen. Roottorin sähkökulmanopeus on aina jättämän verran tahtinopeutta pienempi, jättämän ollessa verrannollinen koneen tuottamaan vääntömomenttiin. Joissain tapauksissa tätä virhettä voidaan korjata jättämän kompensoinnilla.

Suorituskykyä voidaan parantaa IR-kompensoinnilla, joka kompensoi staattoriresistanssin aiheuttamaa epätarkkuutta ja kuormitettavuuden puutetta pienillä nopeuksilla. Sovelluksissa, joissa kuorma kasvaa nopeuden neliöön verrannollisena, voidaan hyödyntää neliöllistä jännitekäyrää, jolloin häviöt pienenevät pienillä nopeuksilla, jolloin koneen tuottama momentti on myös pienillä nopeuksilla pienempi.

#### 3.2 Vektorisäätö

Vektorisäätö perustuu vaihtosähkökoneen magnetointitilan ja vääntömomentin säätöön toisistaan riippumatta. Roottorivuo-orientoidussa vektorisäädössä tehdään koordinaatistomuunnos roottorivuon nopeudella (tahtinopeudella) pyörivään koordinaatistoon, jolloin staattorivirta voidaan jakaa magneettivuota tuottavaan ( $d$ -akseli) ja vääntömomenttia tuottavaan ( $q$ -akseli) komponenttiin, joka on kohtisuorassa magneettivuota tuottavaa komponenttia vastaan. Mikäli koneen magnetointitila pidetään vakiona, on koneen tuottama sähkömagneettinen vääntömomentti suoraan ver-



Kuva 9: Vektorisäädön lohkokaavio.

rannollinen staattorivirran vääntömomenttia tuottavaan osaan. Vuo-orientoitua vektorisäätöä voidaan siis verrata tasasähkökoneen ohjaukseen.

Teorian vuo-orientoidusta säädöstä esitti Blaschke (1972), mutta koordinaatistomuunnokset vaativat kohtalaisen raskasta reaaliaikaista laskentaa. Riittävän nopeiden mikroprosessorien puute estikin vektorisäädön käytännön sovelluksen 1980-luvulle asti. Ensimmäiset vektorisäädetyt käytöt vaativat mekaanisen nopeuden takaisinkytkennän. Koska liikeanturit ovat kalliita ja häiriöalttiita, pidetään nykyään lähtökohtana liikeanturitonta vektorisäätöä, jossa nopeus estimoidaan. Edelleen joissakin vaativimmissa sovelluksissa liikeanturia joudutaan kuitenkin käyttämään.

Kuvassa 9 on esitetty esimerkki liikeanturitottoman vektorisäädön lohkokaaaviosta. Seuraavassa on esitelty lohkokaaavion osat.

Modulaattori (PWM) muodostaa staattorikoordinaatistossa annettavasta jänniteohjeesta  $u_{s,ref}$  tehopuolijohteiden ohjaussignaalit. Tarvittavaa staattorijännitettä vastaavat tehokytkinten asennot saadaan laskettua välipiirijännitteen  $u_{dc}$  avulla. Tehopuolijohteiden ohjauksessa on otettava huomioon puolijohteiden syttymis- ja sammumisviiveistä johtuva kuollut aika, ettei ns. läpisyttymistä pääse tapahtumaan. Tämä vaikuttaa todelliseen ulostulojännitteeseen alentavasti (kohta 2.3.2).

Virtasääätäjä muodostaa virtaohjeesta  $i_{s,ref}$  jänniteohjeen  $u_{s,ref}^k$ . Tyypillisimmin virtasääätäjä toimii tahtinopeudella pyörivässä  $dq$ -koordinaatistossa. Usein käytetään yksinkertaisia PI-tyyppisiä säätäjiä, joihin on lisätty liikejännitteen myötäkytkentä. Säätäjät viritetään halutulle nousuajalle moottorin staattorista näkyvän muutos-tilan induktanssin mukaan, joka on oikosulkumoottoreilla kokonaishajainduktanssi  $L'_\sigma$ . Usein virtasäätäjät suunnitellaan jatkuva-aikaisina ja diskretoidaan käyttämällä erilaisia integraalin ja derivaatan approksimaatioita, kuten Eulerin tai Tustinin approksimaatioita. Diskretointia ja diskreettiä säätäteoriaa on käsitellyt esimerkiksi



Åström ja Wittenmark (1997).

Virtasäätäjälle tuleva virtaohje on vektoriarvoinen suure, jonka d-komponentti on verrannollinen magnetointitilaan ja q-komponentti vääntömomenttiin. Magnetointitilan säätöön voidaan käyttää vuosäätäjää, joka laskee d-akselin virran ohjearvon käyttäen haluttua vuon ohjearvoa sekä vuon estimoitua oloarvoa. q-akselin virtaohje lasketaan momenttiyhtälöstä käyttäen momenttiohjetta ja vuon oloarvoa. Tyypillisesti käyttöä ajetaan nopeusohjeella, jolloin tarvitaan nopeussäätäjä. Nopeussäätäjä laskee tarvittavan momenttiohjeen käyttäen sisääntulona nopeusohjetta sekä estimoitua nopeutta  $\hat{\omega}_m$ . Nopeussäätäjät ovat yleensä PID-tyyppisiä. Toimiessaan huomattavasti hitaammalla aikatasolla kuin virtasäätö, nopeussilmukka muodostaa ulomman säätösilmukan jolloin koko järjestelmä voidaan ajatella kaskadisäätönä. Nopeussäätäjä viritetään halutulle kaistanleveydelle järjestelmän inertiaan mukaan. Joissain sovelluksissa käyttöä ajetaan momenttiohjeella  $T_{ref}$ , jolloin nopeussäätäjää ei tarvita.

Koordinaatistomuunnokset mahdollistavat laskutoimitukset ja säädön pyörivässä koordinaatistossa. Virtasäätäjän muodostama jänniteohje on muunnettava staattorikoordinaatistoon ( $\alpha\beta$ ), jotta modulointi olisi mahdollista. Virran oloarvo on puolestaan muunnettava pyörivään koordinaatistoon. Koordinaatistomuunnoksiin tarvitaan tieto koordinaatistojen välisen kulman  $\theta_1$  oloarvosta, joka on estimoitava.

Vuon ohjearvo  $\psi_{ref}$  pidetään normaalitilanteessa usein vakiona, mutta ohjearvoa joudutaan muuttamaan kentänheikennysalueella, pienentäen vuota nopeuteen kääntäen verrannollisena. Vuota on pienennettävä tällä tavalla mikäli halutaan mennä nopeusalueelle jossa koneen liikejännite nimellisellä vuolla ylittää suurimman käytössä olevan syöttöjännitteen.

Oikosulkumoottorin vuon ohjearvoa voidaan myös ohjata haluttaessa käyttää vuon optimointia sovelluksissa, joissa nopeaa momenttivastetta ei tarvita. Tällöin voidaan oikosulkumoottorin häviöitä pienentää alentamalla magnetointitilaa tilanteissa joissa kuormamomentti on suhteellisen pieni. Roottorikäämityksen hidas dynamiikka kuitenkin estää vuon nopeat muutokset, joten tilanteessa, jossa tarvittavaa vääntömomenttia varten vuota olisi kasvatettava, tulee momenttiinkin roottorin aikavakion mukainen viive.

Vuon estimointiin voidaan käyttää esimerkiksi jännite- tai virtamallia. Jännitemalli perustuu staattorin jänniteyhtälöön; staattorivuon estimaatti lasketaan integroimalla staattorijännitettä, josta on vähennetty staattoriresistanssin aiheuttama komponentti. Virtamalli puolestaan perustuu roottorin jänniteyhtälöön ja vaatii mitatun roottorin kulmanopeuden arvon. Jännitemallin varjopuoliin kuuluu staattoriresistanssin aiheuttaman komponentin epätarkkuus staattoriresistanssin muuttuessa lämpötilan aiheuttamana; siihen kuluva komponentti staattorijännitteestä ei pysy tunnettuna aiheuttaen epätarkkuutta näin laskettavaan vooestimaattiin. Erityisesti tämä korostuu pienillä nopeuksilla, jolloin staattoriresistanssin yli oleva komponentti muodostaa ison osan jännitteestä. Kun mitattua nopeutta ei ole saatavilla, on käytettävä havaitsijaa, joka voi perustua esimerkiksi kahden eri mallin vertailuun. Havaitsijarakenteita ei tässä työssä käsitellä tarkemmin. Vuohavaitsijoita on tutkinut väitöskirjassaan esimerkiksi Hinkkanen (2004).

### 3.3 Suora käämivuon ja vääntömomentin säätö

Suora käämivuon ja vääntömomentin säätö (DTC) on patentoitu moottorinohjausmenetelmä, jossa on yhdistetty modulointi ja säätö (Pohjalainen ja Stulz 1998). Suoraa käämivuon ja vääntömomentin säätöä voidaan pitää vektorisäädön erikoistapauksena, jossa tarvittavat vaihtosuuntaajan kytkinten asennot lasketaan kutakin tilannetta varten erikseen. Säädön rungon muodostaa vuon ja vääntömomentin hystereesissäätö, joiden mukaan muodostetaan tarvittavat vaihtosuuntaajan kytkinten asennot. Laskennan näyteväli on lyhyempi kuin koneen sähköiset aikavakiot, joten momenttivaste on erittäin nopea.

### 3.4 Parametrivirheiden vaikutus säätöön

Vektorisäätö ja suora vääntömomentin säätö perustuvat moottorimalliin, jonka tulee olla riittävän tarkka säädön kunnollisen toiminnan takaamiseksi. Skalaariohjauksessa moottorin parametreilla on huomattavasti vähemmän merkitystä. Työssä keskitytään vektorisäädössä käytettävän moottorimallin parametrien identifiointiin. Seuraavassa on esitelty eri parametrien virheiden vaikutusta liikeanturittomaan vektorisäätöön.

Virtasäätäjä viritetään halutulle kaistanleveydelle staattorista näkyvän muutosinduktanssin eli kokonaishajainduktanssin mukaan. Mikäli käytössä on aktiivisella vaimennuksella varustettu virtasäätäjä, suoran ja integroivan osan vahvistukset määräytyvät yksinomaan kokonaishajainduktanssin arvon mukaan. Väärin identifioitu kokonaishajainduktanssin arvo vaikuttaa siis suoraan virtasäätäjän toimintaan, tehden säätäjästä joko hitaan tai epästabiilin.

Haluttua roottorivuota vastaava virtaohje  $i_{d,ref}$  lasketaan yhtälöön

$$\psi_R = L_M i_d \quad (22)$$

perustuen. Yhtälössä on kertoimena magnetointi-induktanssi, joten sen oikeellisuus vaikuttaa magnetointivirran suuruuteen. Vääntömomenttiohjetta vastaava virtaohje  $i_{q,ref}$  lasketaan perustuen yhtälöön

$$T_e = \frac{3p}{2} \psi_R i_q. \quad (23)$$

Yhtälössä on kertoimena roottorivuo  $\psi_R$ , joten väärin estimoitu roottorivuo aiheuttaa momenttivasteeseen virhettä. Liian pieni vuo tekee moottorista tehottoman ja vastaavasti liian suuri magnetointivirta aiheuttaa tarpeettomia lämpöhäviöitä ja saattaa jopa vaurioittaa moottoria. Myös mahdollinen vuosäätäjä viritetään magnetointi-induktanssin mukaan vastaavasti kuin virtasäätäjä kokonaishajainduktanssin mukaan.

Staattoriresistanssi  $R_s$  vaikuttaa jännitemallin tarkkuuteen erittäin merkittävästi. Vuon estimointiin tarvitaan staattorijännite, josta on vähennetty staattoriresistanssin yli oleva jännite. Pienillä nopeuksilla, jolloin staattoriresistanssin yli oleva jännite muodostaa merkittävän osan staattorijännitteestä, mallissa olevan staattoriresistanssin oikeellisuuden merkitys korostuu. Sovelluksiin, joissa tarvitaan hyvää

dynamiikkaa erittäin pienillä nopeuksilla tai isoa vääntömomenttia nolllanopeudella, on ehdotettu staattoriresistanssin jatkuva-aikaista identifointia esimerkiksi signaali-injektiota käyttäen (Hinkkanen 2004).

Roottoriresistanssi  $R_R$  on suure, jonka oloarvo riippuu voimakkaasti koneen toimintapisteestä. Roottorivirtojen taajuus on sama kuin jättämätääjuus, eli hyvin pieni. Amplitudi on verrannollinen koneen tuottamaan vääntömomenttiin ja suhteellisen suuri, koska kyseessä on oikosuljettu häkkikäämitys. Häkkikäämityksen lämpöhäviöt vaihtelevat siis huomattavasti ja aiheuttavat roottorin lämpötilan vaihtelun toimintapisteeseen mukaan. Toisaalta roottoriresistanssi ei juurikaan vaikuta säädön stabiilisuuteen vaan ainoastaan estimoidun nopeuden tarkkuuteen. Joissain tapauksissa roottoriresistanssille tehdään estimointialgoritmi mitatun alkuarvon ja koneen toimintapisteeseen mukaan. (Zamora ja Garcia-Cerrada 2000; Levi ja Wang 1998)

## 4 Parametrien identifiointi

Tässä luvussa käsitellään oikosulkumoottorin sijaiskytkennän parametrien automaattisessa identifiointissa käytettäviä menetelmiä. Identifiointimenetelmiä sekä kunkin parametrin identifiointi esitellään lyhyesti. Työn pääpaino on magnetointi-induktanssin identifiointissa kyllästysilmiö huomioon ottaen.

### 4.1 Kirjallisuuskatsaus identifiointimenetelmistä

Moottorin identifiointin kuuluminen sähkökäytön ohjelmistoon esitti ensimmäisen kerran Schierling (1988). Tämän jälkeen parametrien identifiointia on tutkittu paljon, koska vektorisäätömenetelmät ovat yleistyneet ja niissä tarvittavan moottorimallin tarkkuus vaikuttaa suorituskykyyn merkittävästi. Taaajuusmuuttajakäyttöön sopivan identifiointimenetelmän on täytettävä seuraavat vaatimukset:

- Mitattavissa olevat suureet ovat moottorin vaihevirta ja välipiirin tasajännite
- Menetelmän tulee soveltua eri kokoisten oikosulkumoottorien identifiointiin
- Menetelmän tulee sietää sähkökäytön aiheuttamat häiriöt mittausdatassa
- Menetelmä on oltava ohjelmoitavissa reaaliaikaiseen ympäristöön

Lisäksi tässä työssä lisävaatimuksena on, että

- Identifiointi on kyettävä suorittamaan akselin ollessa paikallaan, eikä akseliin kytketty kuorma saa vaikuttaa tuloksiin
- Menetelmän on kyettävä tunnistamaan moottori epälineaarisenä järjestelmänä, kaikissa toimintapisteissä

Moottorin ohjauksessa käytännöllisin sijaiskytkentä on käänteis- $\Gamma$ , joka muodostuu seuraavista parametreista:

- Staattoriresistanssi  $R_s$
- Staattorista näkyvä kokonaishajainduktanssi  $L'_\sigma$
- Magnetointi-induktanssi  $L'_M$
- Roottoriresistanssi  $R'_R$

Induktanssien magneettinen kyllästys on tarkoituksenmukaisinta määrittää  $\Gamma$ -sijaiskytkennän magnetointi-induktanssille  $L_M$ , joka on sama kuin staattori-induktanssi  $L_s$ . Kokonaishajainduktanssin identifiointiin sopii puolestaan parhaiten juuri käänteis- $\Gamma$ , koska kokonaishajainduktanssi on staattorin puolella. Sijaiskytkentöjen muunnokset ovat kuitenkin mahdollisia suhteellisen helposti identifiointin jälkeen, kun kaikki parametrit ovat tiedossa.

Perinteinen menetelmä määrittää oikosulkumoottorin sijaiskytkennän parametrit on tehdä moottorille tyhjäkäynti- ja oikosulkukokeet. Oikosulkukokeessa roottori

lukitaan paikoilleen, jolloin sen pyöriminen on estetty. Staattoriin syötetään tyyppillisesti nimellistaajuinen jännite, jonka amplitudi valitaan sellaiseksi, jolla kone ottaa nimellisen virran. Tällä testillä voidaan määrittää koneen oikosulkuimpedanssi, joka koostuu staattori- ja roottoriresistansseista sekä oikosulkuinduktanssista. Tyhjäkäyntikokeessa puolestaan koneen annetaan pyöriä nimellisellä jännitteellä ja taajuudella ilman kuormaa. Tällöin koneen ottama virta kuluu lähes yksinomaan magnetointiin, joten magnetointi-induktanssi on mahdollista määrittää virran avulla.

Tällaiset kokeet ovat kuitenkin käytännössä harvoin mahdollisia, koska monesti moottorin mekaanisen kuorman irrottaminen ja varsinkin roottorin lukitseminen on vaikeaa, ellei mahdotonta. Sijaiskytkennän parametreista staattoriresistanssin sekä kokonaishajainduktanssin määrittäminen roottorin ollessa paikallaan on suhteellisen ongelmallista, mutta sen sijaan roottoriresistanssin ja magnetointi-induktanssin määrittäminen kyllästysilmiö huomioon ottaen on haasteellista.

Järjestelmien identifiointi voidaan jakaa kahteen perusluokkaan: aikatasossa tapahtuvaan identifiointiin ja taajuustasossa tapahtuvaan identifiointiin. Järjestelmät voidaan jakaa lineaarisiin ja epälineaarisiin, joista oikosulkumoottori lukeutuu epälineaariseksi järjestelmäksi. Merkittävä epälineaarisuuden aiheuttaja on magneettinen kyllästysilmiö. Epälineaarisia järjestelmiä voidaan joissain tapauksissa mallintaa myös lineaarisella mallilla, eli mallintaa järjestelmä tiettyyn toimintapisteeseen.

Roottoriresistanssin ja magnetointi-induktanssin identifiointiin roottorin paikallaan ollessa käytettävät menetelmät voidaan jakaa karkeasti askelmaisilla herätteillä tapahtuvaan identifiointiin, yksivaiheisella sinimuotoisella herätteellä tapahtuvaan identifiointiin sekä monitaajuisella pseudosatunnaisella herätteellä (PRBS, pseudo random binary signal) tapahtuvaan identifiointiin. Askelmaisten herätteiden käyttöä on ehdottanut esimerkiksi Seok ym. (1997), Sukhapap ja Sangwongwanich (2002) sekä Cortajarena ym. (2010). Staattoriin syötetty askelmainen heräte aiheuttaa vasteen, joka muodostuu suurimmaksi osaksi roottoriaikavakiosta, joka puolestaan määrittyy roottori-induktanssin ja roottoriresistanssin osamääränä. Askelvastemenetelmä voi myös perustua staattorijännitteen integroimiseen, jolloin tuloksena saadun staattorivuon kautta voidaan määrittää magnetointi-induktanssi. Tätä menetelmää ovat ehdottaneet esimerkiksi Peretti ja Zigliotto (2012). Wang ym. (2015) ovat ehdottaneet menetelmää, jossa määritellään vuo magnetointivirran kautta. Estimointia pseudosatunnaisella monitaajuisella herätteellä on ehdottanut Michalik (1998). Sinimuotoisella yksivaiheisella herätteellä tapahtuvaa identifiointia ovat ehdottaneet esimerkiksi (Kwon ym. 2009; Aiello ym. 2002; Klaes 1993).

## 4.2 Matemaattiset menetelmät

### 4.2.1 Pienimmän neliösumman menetelmä

Pienimmän neliösumman menetelmä (lineaarinen regressioanalyysi) on usein käytetty matemaattinen optimointimenetelmä, jossa pyritään löytämään datajoukolle sovitte (Söderström ja Stoica 1988). Yksinkertaisimmassa tapauksessa, eli yhden muuttujan lineaarisessa regressioanalyysissä valitaan selittävä muuttuja  $y$  ja selitettävä

muuttuja  $x$ . Näin saadaan yhden muuttujan lineaarinen regressiomalli

$$y(x) = \hat{k}x + \hat{k}_0, \quad (24)$$

missä  $y$  on selittävä muuttuja,  $x$  selitettävä muuttuja ja  $\hat{k}$  ja  $\hat{k}_0$  mallin parametrit. Tällainen lineaarinen malli voi kuvata esimerkiksi suoraa, jolloin  $\hat{k}$  on kulmakerroin ja  $\hat{k}_0$  y-akselin leikkauspiste. Malli voisi kuvata myös resistanssin yli olevaa jännitettä, jolloin  $y$  olisi jännite,  $x$  virta ja  $\hat{k}$  resistanssi.

Identifioitaessa todellista järjestelmää, mittausdata sisältää aina satunnaisia häiriötermejä. Tämän vuoksi mittausdata ja malli eivät vastaa toisiaan kaikissa pisteissä. Tällöin voidaan määrittää yhtälö

$$y_i(x) = \hat{k}x_i + \hat{k}_0 + e_i, \quad (25)$$

missä  $e$  on virhetermi. Alaindeksi  $i$  on mittauspisteiden indeksi. Identifioinnissa pyritään löytämään mittausdatan perusteella parhaiten kuvaavat parametrit minimoimalla virhetermien neliötä. Mitatut datapisteet voidaan koota vektoreiksi

$$\mathbf{Y} = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_N \end{bmatrix} \quad \mathbf{\Phi} = \begin{bmatrix} \varphi_1^T \\ \varphi_2^T \\ \vdots \\ \varphi_N^T \end{bmatrix} \quad (26)$$

missä vektori  $\mathbf{Y}$  sisältää selitettävän muuttujan ja  $\mathbf{\Phi}$  selittävät muuttujat. Edellisen esimerkin selittävät muuttujat ovat  $x_i$  ja 1, eli voidaan määrittää

$$\varphi_i = \begin{bmatrix} x_i \\ 1 \end{bmatrix}. \quad (27)$$

Regressiomalli voidaan kirjoittaa vektorien avulla seuraavasti

$$\mathbf{Y} = \mathbf{\Phi}\boldsymbol{\theta} + \mathbf{e}, \quad (28)$$

missä

$$\boldsymbol{\theta} = \begin{bmatrix} k \\ k_0 \end{bmatrix} \quad \mathbf{e} = \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ \vdots \\ e_N \end{bmatrix}. \quad (29)$$

Menetelmää käytäntöön sovellettaessa tiedetään selittävät ja selitettävät muuttujat. Virhetermi  $e(t)$  määritetään kaavalla

$$e(t) = y(t) - \boldsymbol{\varphi}^T(t)\boldsymbol{\theta}. \quad (30)$$

Pienimmän neliösumman menetelmässä on tarkoituksena löytää parametrivektorille  $\boldsymbol{\theta}$  estimaatti, jolla kustannusfunktio

$$V(\boldsymbol{\theta}) = \frac{1}{2} \sum_{t=1}^N e^2(t) = \frac{1}{2} \mathbf{e}^T \mathbf{e} \quad (31)$$

saa pienimmän mahdollisen arvon. Kustannusfunktio saa minimiarvonsa, kun parametrien estimaattivektori on muotoa

$$\hat{\boldsymbol{\theta}} = (\boldsymbol{\Phi}^T \boldsymbol{\Phi})^{-1} \boldsymbol{\Phi}^T \mathbf{Y}. \quad (32)$$

Pienimmän neliösumman menetelmä ei sellaisenaan sovi epälineaarisen järjestelmän identifiointiin. Usein on kuitenkin mahdollista tehdä sovitus pseudolineaarisiksi, mikäli epälineaarisuuden muoto on tiedossa. Esimerkiksi eksponenttiyhtälöä seuraava askelvaste voidaan sovittaa helposti lineaarisiksi käyttämällä logaritmi-funktiota (Johansson 1993).

#### 4.2.2 Rekursiivinen pienimmän neliösumman menetelmä

Pienimmän neliösumman menetelmän varjopuoli on parametrivektorin ratkaisemisessa tarvittava käänteismatriisin laskeminen (32), joka on numeerisesti raskas operaatio ja näin ollen hankalasti toteutettavissa reaaliaikaisessa järjestelmässä. Käytännössä helpommin toteutettava muunnos on rekursiivinen pienimmän neliösumman menetelmä, jossa parametrit lasketaan joka näytepisteen kohdalla käyttäen aina edellisiä parametriestimaatteja apuna. (Söderström ja Stoica 1988).

Päivityskerroin määritetään seuraavalla kaavalla

$$\gamma(k) = \frac{\mathbf{P}(k) \boldsymbol{\varphi}(k+1)}{1 + \boldsymbol{\varphi}^T(k+1) \mathbf{P}(k) \boldsymbol{\varphi}(k+1)}, \quad (33)$$

jossa oleva vektori  $\mathbf{P}$  saadaan kaavalla

$$\mathbf{P}(k+1) = [\mathbf{I} - \gamma(k) \boldsymbol{\varphi}^T(k+1)] \mathbf{P}(k) \quad (34)$$

Näiden apuvektorien avulla saadaan määritettyä estimoitu parametrivektori seuraavasti

$$\hat{\boldsymbol{\theta}}(k+1) = \hat{\boldsymbol{\theta}}(k) + \gamma(k)[y(k+1) - \boldsymbol{\varphi}^T(k+1) \hat{\boldsymbol{\theta}}(k)] \quad (35)$$

Päivityskertoimelle ja vektorille  $\mathbf{P}$  on määritettävä alkuarvot ennen ensimmäistä laskentakierrosta. Tyypillisesti alkuarvot voivat olla nolliä, ellei järjestelmän luonne vaadi muunlaisia oletuksia.

### 4.3 Staattoriresistanssi

Staattoriresistanssi voidaan määrittää syöttämällä staattoriin tasajännite ja mitaamalla virta. Vektorisäädetyt käytöt sisältävät kuitenkin lähes aina virtasäätäjän (poislukien DTC-menetelmät), joten ylivirran aiheuttaman moottorin tai suuntaajan vaurioitumisen välttämiseksi on järkevämpää käyttää virtaohjetta herätteenä ja jännitettä vasteena. Mittaustilanteessa staattorivirta kulkee staattoriresistanssin, hajainduktanssin sekä magnetointi-induktanssin läpi ja virran tasaannuttua koko jännite jää staattoriresistanssin yli. Staattoriresistanssi  $R_s$  saadaan tällöin määritettyä Ohmin lailla tasajännitteen ja virran osamääränä

$$\hat{R}_s = \frac{u_s}{i_s}. \quad (36)$$

Tätä yhtälöä ei kuitenkaan yleensä voida käyttää sellaisenaan, koska se sisältää useita virhetermejä. Staattorijännitteen  $u_s$  oloarvon mittaaminen on lähes aina vaikeaa, koska jännite muodostetaan tehokytkimien pulssisuhteilla ja näin ollen sisältää sellaisenaan runsaasti yliaaltoja. Näin ollen jännitteen oloarvona on käytettävä modulaattorille annettavaa jänniteohjetta. Jänniteohjeen ja todellisen staattorijännitteen välillä on epälineaarinen riippuvuus, johon vaikuttaa suuntaajan kuolleen ajan ilmiö sekä tehokytkimien ja nolladiodien kynnysjännitteet (kohta 2.3.2). Lisäksi mitattu resistanssi muodostuu itse staattorikään resistanssista, moottorikaapelin resistanssista sekä tehokytkimien johtoresistanssista. Tämä ei kuitenkaan ole ongelma, koska vektorisäädössä tarvitaan nimenomaan koko staattoripiirissä näkyvä resistanssi. Vaihtosuuntaajan tehopuolijohteiden jännitteenalenema on epälineaarinen, eikä sitä voida suoraan huomioida edellisessä yhtälössä. Eräs menetelmä epälineaarisuuden eliminomiseksi on usean eri suuruuden jännitteen käyttö mittauksessa ja käyttää näin saatujen staattoriresistanssien keskiarvoa mittaustuloksena (Seok ym. 1997). Kuvassa 10 on esitetty tehokytkimien kuolleen ajan sekä kynnysjännitteiden vaikutus staattorijännitteeseen. Eräs menetelmä epälineaarisuuksien eliminomiseen staattoriresistanssin mittauksesta on mitata staattorijännite kahdella eri tasavirralla. Kun mittauspisteet  $u_{s1,2}$  ja  $i_{s1,2}$  on valittu riittävän isolle virralla, saadaan staattoriresistanssi määritettyä

$$\hat{R}_s = \frac{u_{s2} - u_{s1}}{i_{s2} - i_{s1}}. \quad (37)$$

Tällöin pienellä virralla vaikuttava epälineaarisuus ei vääristä tulosta ja staattoriresistanssi määräytyy jännite-virtakäyrän lineaarisen osan kulmakertoimenä (kuva 10). (Shen ym. 2014).

Oikosulkumoottorin virtavaste askelmaiseen jänniteherätykseen määräytyy staattorin muutosaikavakion ja roottoriaikavakion mukaan, joten resistanssin mittauksessa on mittausajan oltava vähintään nousuajan pituinen. Kuvassa 11 on havainnollistettu staattorivirran ja vuon vastetta askelmaiseen staattorijännitteeseen.

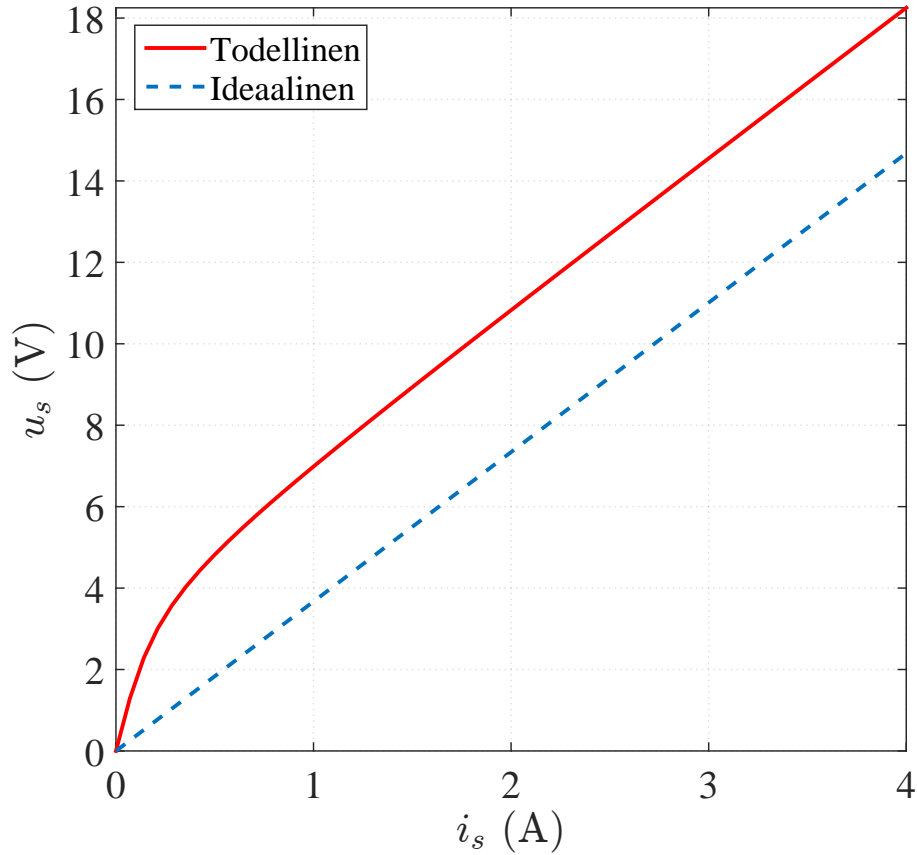
Resistanssin suuruuteen kuitenkin vaikuttaa käämityksen lämpötila, joten resistanssi muuttuu jonkin verran koneen kuormituksesta riippuen (Lammi 2000). Shen ym. (2014) ehdottaa identifioinnissa staattorin lämmittämistä käyttäen usean minuutin kestävästä mittauksesta moottorin nimellisvirtaa vastaavalla tasavirralla.

Staattoriresistanssin tarkan arvon tuntemisen merkitys korostuu pienillä pyörimisnopeuksilla, jolloin staattorijännitteestä merkittävän osan muodostaa staattoriresistanssin yli oleva komponentti. Myös muiden moottoriparametrien tunnistamisen oikeellisuus edellyttää staattoriresistanssin tarkkaa identifiointia.

#### 4.4 Kokonaishajainduktanssi

Oikosulkumoottorin kokonaishajainduktanssi eli oikosulkuinduktanssi muodostuu staattorin ja roottorin hajainduktansseista. Kokonaishajainduktanssin määrittämiseen voidaan käyttää useita erilaisia menetelmiä. Yksinkertainen menetelmä on pulssitestillä, jota ovat käyttäneet esimerkiksi Schierling (1988) ja Cortajarena ym. (2010). Sukhapap ja Sangwongwanich (2002) ehdottaa pulssitestillä täydennettynä rekursiivisella pienimmän neliösumman menetelmällä. Myös sinimuotoista suuritaajuista

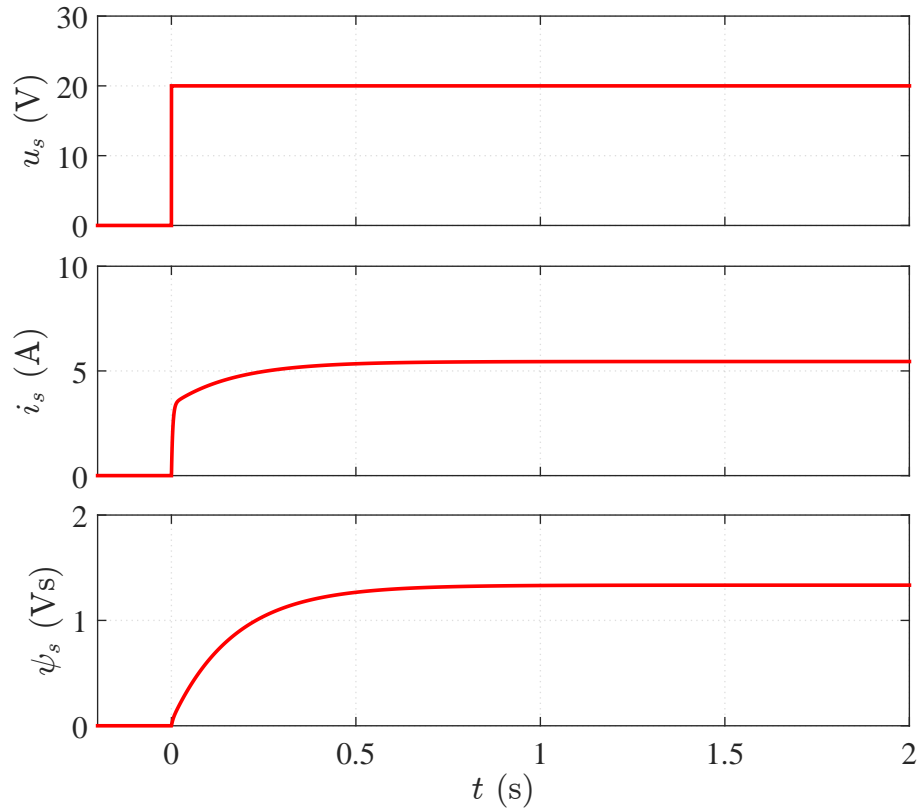




Kuva 10: Staattorijännite tasavirran funktiona. Tehokytkimien epälineaarinen jännitteenalenema vaikuttaa pienellä virralla jännitteeseen huomattavasti (ehjä viiva). Ideaalinen pelkän resistanssin vaikutus (katkoviiva).

yksivaiheista herätesignaalia voidaan käyttää, kuten ovat ehdottaneet Kerkman ym. (1995) ja Peretti ja Zigliotto (2012).

Kokonaishajainduktanssin identifiointiin pulssitestillä sopii parhaiten käänteis- $\Gamma$ -sijaiskytkentä, koska kokonaishajainduktanssi  $L'_\sigma$  on mallinnettu staattorin puolelle. Testissä staattoriin syötetään pulssimainen jänniteheräte ja vaihevirran nousunopeus mitataan. Askelmaisella jänniteherätteellä virran muutosta rajoittaa eniten juuri kokonaishajainduktanssi, joka on oikosulkumoottoreissa huomattavasti pienempi kuin magnetointi-induktanssi. Alkutilassa staattoriin syötetty virta kulkee roottoriresistanssin kautta, koska ison magnetointi-induktanssin impedanssi voidaan olettaa äärettömäksi (mittausaika on niin lyhyt, että roottorivuon voidaan olettaa pysyvän muuttumattomana). Kokonaishajaimpedanssi pystytään määrittämään suhteellisen tarkasti staattorivirran nousunopeudesta. Koska staattorin muutosaikavakio on huomattavasti lyhyempi kuin roottoriaikavakio, virran nousunopeus on hyvin suuri ja näin ollen magnetointihaaran virta voidaan olettaa nolaksi. Näin ollen



Kuva 11: Paikallaan olevan oikosulkumoottorin vaste askelmaiseen jännitteeseen.

mittaustilanteessa staattorin jänniteyhtälö yksinkertaistuu muotoon

$$\mathbf{u}_s = (R_s + R'_R)\mathbf{i}_s + L'_\sigma \frac{d\mathbf{i}_s}{dt}. \quad (38)$$

Jänniteheräte on käytännössä pulssi, jonka korkeus on DC-välipiirin jännitteen suuruinen.

Pienitehoisten moottorien roottorit varustetaan yleensä suljetuilla urilla. Roottorin hajavuo kulkee siis rautaa pitkin, raudan ollessa urasillan päässä vielä suhteellisen kapea. Tämän vuoksi roottorin hajainduktanssi kyllästyy voimakkaasti roottorivirran funktiona (Hinkkanen ym. 2006). Kyllästyksen vaikutus voi vääristää oikosulkuinduktanssin arvon moninkertaisesti. Näin ollen mittauksessa on pyrittävä käyttämään niin pientä staattorivirran tason muutosta kuin mahdollista (Lammi 2000). Rajoittavana tekijänä on mittauksessa käytettävä näytteenottotaajuus. Pulsin pituus on pidettävä riittävän lyhyenä, ettei suuntaaja vaurioidu ylivirran vaikutuksesta. Useissa tapauksissa pulssin pituus määräytyy mittausvirran nousunopeuden mukaan; kun näytteistetty staattorivirta on noussut sopivalle tasolle, pulssi katkaistaan.

Mittaustilanteessa staattoriin syötetään jännitepulssi, jolloin virta lähtee nousemaan ensin kokonaishajainduktanssin määräämällä nopeudella. Virtaa rajoittaa myös yhtälössä (38) esiintyvät resistanssit. Edellisestä yhtälöstä voidaan ratkaista koko-

naishajainduktanssi käyttäen vektoreiden amplitudeja, jolloin saadaan

$$L'_\sigma = \frac{u_s - (R_s + R'_R)i_s}{\frac{di_s}{dt}}. \quad (39)$$

Kun käytettävä näyteväli on lyhyt, jää resistanssin vaikutus vähäiseksi. Tällöin voidaan differentiaaliyhtälön ratkaisemisen yksinkertaistamiseksi jättää resistanssit pois, jolloin yhtälö yksinkertaistuu muotoon

$$L'_\sigma = \frac{u_s \Delta t}{\Delta i_s}, \quad (40)$$

missä  $\Delta t$  on pidettävä niin pienenä kuin mahdollista, jotta virran tason muutos olisi mahdollisimman pieni (Seok ym. 1997). Tätä rajoittaa käytännössä käytettävä näyteväli.

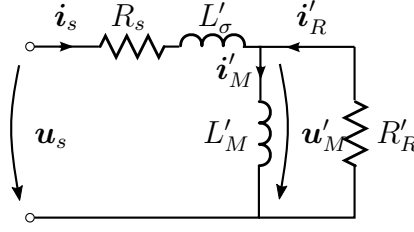
## 4.5 Roottoriresistanssi

Roottoriresistanssin mittaaminen on haastavaa, koska kyseessä on roottorissa sijaitsevan oikosuljetun häkkikäämityksen resistanssi. Roottoriresistanssin vaihtelu kuorimitustilan mukaan on suurta, koska lämpötila ja pyörrevirrat muuttavat resistanssia huomattavasti. Kuten aiemmin on todettu, roottoriresistanssi ei kuitenkaan ole liikeanturittomankaan säädön kannalta kovin kriittinen suure, ellei estimoidun nopeuden tarkkuus ole kynnykskysymys. Usein säätöä varten riittää roottoriresistanssin alkuarvo kylmälle moottorille. Tätä arvoa voidaan tarvittaessa parantaa toimintapisteen mukaisella kompensoinnilla. Yksinkertaisimmillaan roottoriresistanssin likiarvo voidaan määrittää koneen nimellisjättämän perusteella, mikäli nimellisjättämä on tiedossa. Godbersen (1999) ehdottaa roottoriresistanssin identifiointiin menetelmää, jossa käytetään sinimuotoista hyvin pienitajuista yksivaiheista herätettä.

## 4.6 Magnetointi-induktanssi

Magnetointi-induktanssi on suure, johon vaikuttaa voimakkaasti koneen magneettinen kyllästystila, joten on tarpeellista määrittää magnetointi-induktanssi eri toimintapisteissä. Perinteinen ja luotettava tapa magnetointi-induktanssin määrittämiseen on tyhjäkäyntikoe. Eri suuruisia magnetointivirtoja käytettäessä magnetointi-induktanssin identifiointi kyllästysilmiöineen onnistuu luotettavasti, mutta moottorin on pyörittävä tyhjäkäyntiä mittauksen ajan.

Magnetointi-induktanssi kyllästysilmiö huomioon ottaen on mahdollista määrittää myös nollanopeudella. Kuten staattoriresistanssin identifiointia käsiteltäessä todettiin, askelmainen jänniteheräte staattorissa aiheuttaa virtavasteen, jonka tasaantumiseen vaikuttaa eniten roottoriaikavakio. Tämän on todennut jo Schierling (1988). Sukhapap ja Sangwongwanich (2002) ehdottavat identifiointiin askelmaisten herätteiden käyttöä. Menetelmässä tutkitaan paikallaan olevan moottorin askelvastetta eri suuruksilla heränteillä. Näin pyritään selvittämään roottoriaikavakio, joka puolestaan voidaan lausua magnetointi-induktanssin ja roottoriresistanssin avulla



Kuva 12: Paikallaan olevan oikosulkumoottorin käänteis- $\Gamma$ -sijaiskytkentä.

(3). Toinen mahdollinen lähestymistapa on pyrkiä identifioimaan staattorivuo tasa-virralla. Tietyn virran muodostamasta staattorivuosta voidaan määrittää staattori-induktanssi virran funktiona. Menetelmää, jossa tunnistetaan tasavirran aiheuttama staattorivuo jännitemallilla ovat ehdottaneet (Carraro ja Zigliotto 2014; Peretti ja Zigliotto 2012). Mahdollista on myös yksivaiheisen sinimuotoisen vaihtovirta-herätteen käyttö, kuten Aiello ym. (2002) ehdottaa. Wang ym. (2015) ehdottaa koneen päävuon tunnistamista estimoidun magnetointivirran kautta. Menetelmässä tunnistetaan ensin koneen muut parametrit jonka jälkeen koneen staattoriin syötetään askelmaisia jänniteherätteitä jolloin magnetointihaaran virta voidaan ratkaista.

#### 4.6.1 Roottoriaikavakion määrittäminen askelvasteen avulla

Työssä valittiin lähempään tarkasteluun menetelmä, jota ovat ehdottaneet artikkelissaan Sukhapap ja Sangwongwanich (2002). Menetelmä antaa lopputuloksena roottoriaikavakion ja roottoriresistanssin. Roottoriaikavakio on skaalattavissa induktanssiksi, kun roottoriresistanssi tiedetään. Staattoriin syötettävä jänniteaskel aiheuttaa virtavasteen, joka nousee staattorin muutosaikavakion sekä roottorin aikavakion mukaan. Aiemmin kuvassa 11 on esitetty oikosulkukoneen vaste askelmaiseen jänniteherätykseen. Virtaa rajoittaa aluksi staattorin muutosaikavakio (kokonaishajainduktanssi) ja se tasaantuu roottoriaikavakion mukaan. Menetelmässä käytetään herätteenä virtasäätäjällä muodostettua virtaa ja vasteena säätäjän muodostamaa staattorijänniteohjetta.

Kun staattoriin syötetään askelmainen virta-heräte, virta kulkee alkuhetkellä roottoriresistanssin kautta, jolloin tarvittava jännite on staattori- ja roottoriresistanssien yli jäävä jännite. Välittömästi kuitenkin alkaa vuo muodostua magnetointi-induktanssin  $L'_M$  läpi kulkevan magnetointivirran kasvaessa. Magnetointivirta kasvaa (tarvittavan staattorijännitteen samalla laskiessa) roottoriresistanssin ja magnetointi-induktanssin muodostaman aikavakion  $\tau_R = L'_M/R'_R$  mukaisesti. Lopputilassa jännite on staattoriresistanssin yli jäävä jännite, magnetointihaaran virran ollessa maksimiarvossaan ja näin ollen täysin johtavana. Askelmainen virta-heräte on Laplace-tasossa

$$i_s(s) = \frac{I_s}{s}, \quad (41)$$

missä  $I_s$  on virran amplitudi ja  $s$  Laplace-operaattori. Kuvassa 12 on esitetty paikallaan olevan oikosulkumoottorin käänteis- $\Gamma$ -sijaiskytkentä. Paikallaan olevalle oi-

kosulkumoottorille voidaan määrittää siirtofunktio jännitteestä virtaan seuraavasti

$$\frac{u_s(s)}{i_s(s)} = R_s + sL'_\sigma + \frac{sL'_M R'_R}{sL'_M + R'_R}. \quad (42)$$

Määritetään magnetointi-induktanssin yli oleva jännite, joka saadaan aikatasossa vähentämällä oikosulkuinduktanssin ja staattoriresistanssin aiheuttamat komponentit

$$u'_M = u_s - R_s i_s - L'_\sigma \frac{di_s}{dt}. \quad (43)$$

Käytännössä kokonaishajainduktanssin yli oleva jännite on merkittävä vain virran muutosnopeuden ollessa hyvin suuri, joten sen vaikutus jää hyvin vähäiseksi magnetointi-induktanssin dominoidessa muutosnopeutta. Staattoriresistanssin yli oleva jännite näkyy pysyvänä tasajännitekomponenttina. Näin ollen magnetointi-induktanssin yli oleva jännite on

$$u'_M(t) = u_s(t) - u_s(\infty), \quad (44)$$

missä ajanhetkellä  $\infty$  tarkoitetaan pysyvyystilan ajanhetkeä.

Tarkastellaan magnetointijännitteen  $u'_M$  käyttäytymistä askelmaisella herätteellä

$$u'_M(s) = \frac{sL'_M R'_R}{sL'_M + R'_R} \frac{I_s}{s} = \frac{R'_R I_s}{s + R'_R/L'_M} \quad (45)$$

Muunnettuna takaisin aikatasoon ja sijoittamalla  $\tau_R = L'_M/R'_R$ , saadaan seuraavaa muotoa oleva yhtälö

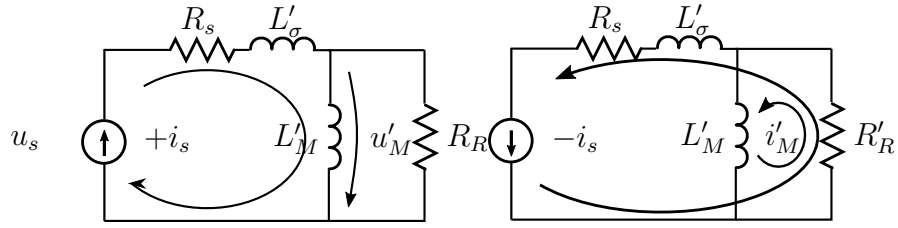
$$u'_M(t) = \mathcal{L}^{-1}\{u'_M(s)\} = R'_R I_s e^{-t/\tau_R}. \quad (46)$$

Menetelmässä ehdotetaan käytäväksi sekvenssiä, jossa ensin syötetään staattoriin positiivinen virta-askel ja annetaan jännitteen tasaantua pysyvyystilaansa, jolloin vuo on kytkeytynyt roottorin läpi. Kuvassa 13 on esitetty staattorivirran kulkureitti ensin jännitteen tasaannuttua positiivisen askeleen jälkeen. Tämän jälkeen virtaheräte vaihdetaan negatiiviseksi, jolloin virran kulkureitti on kuvan 13 oikean puolen mukainen. Tällöin magnetointijännite on

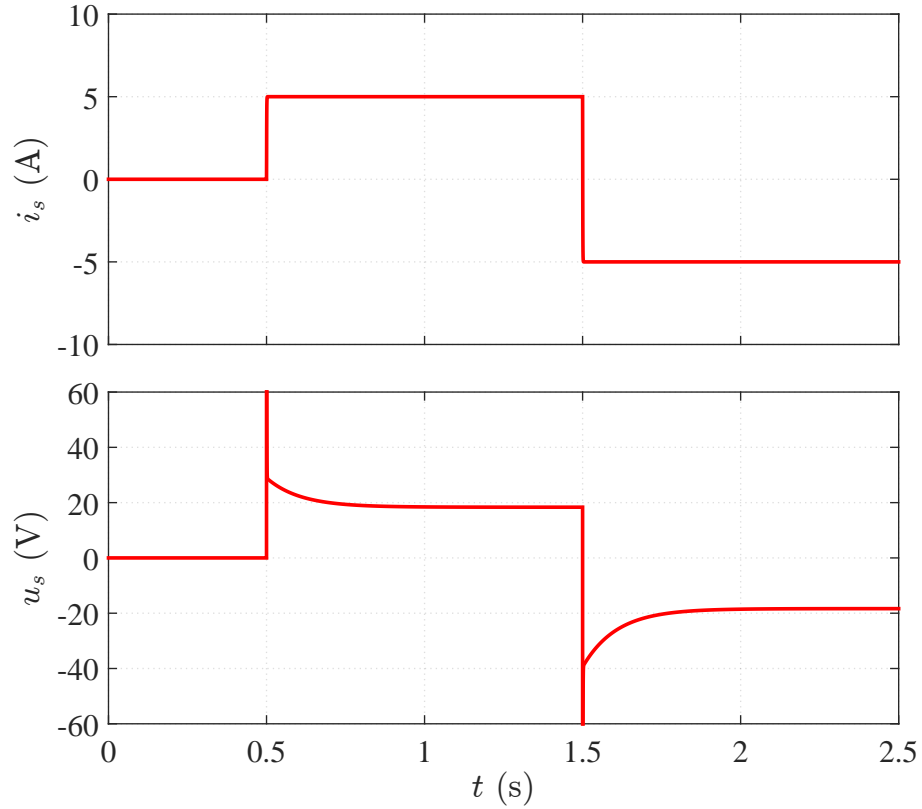
$$u'_M(t) = -2R'_R I_s e^{-t/\tau_R}. \quad (47)$$

Käyttäen yhtälöitä (44) ja (47) saadaan siis riippuvuus staattorijännitteestä ja virrasta näille kahdelle identifioitavalle parametrille (roottoriresistanssi  $R'_R$  ja roottoriaikavakio  $\tau_R$ ). Yhtälössä on kuitenkin kaksi tuntematonta parametria, joten sitä ei voida ratkaista normaalia algebraa käyttämällä. Usean tuntemattoman muuttujan yhtälöiden ratkaisemiseen on olemassa erilaisia menetelmiä, joista ehdotetaan rekursiivisen pienimmän neliösumman käyttöä.

Kuvassa 14 on esitetty staattorijännitteen käyttäytyminen staattorivirran muuttuessa askelmaisesti. Jännite tasaantuu staattoriresistanssin määräämään arvoon muutostilan jälkeen ja nämä ajanhetket voidaan katsoa tasaantuneeksi tilaksi. Tasaantuneessa tilassa staattorivirta kulkee kokonaisuudessaan magnetointihaaran kautta, eli  $i_s = i'_M$ .



Kuva 13: Positiivinen tasavirta staattorissa pysyvyystilassa ja negatiivinen staattorivirta alkuhetkellä virran muutettua suuntansa.



Kuva 14: Staattorijännite merkkinsä vaihtavalla virtaerätteellä.

Identifioinnissa voidaan käyttää pienimmän neliösumman menetelmää, koska muutostila noudattaa eksponenttifunktiota ja on sovitettavissa lineaariseksi käyttämällä luonnollista logaritmia. Selittävän yhtälön vektori on

$$\Phi = [\mathbf{h} \ 1]^T, \quad (48)$$

missä  $\mathbf{h}$  on aikavektori, jonka muodostaa näytteenottohetket. Selitettävä vektori  $\mathbf{Y}$  on sovitettu lineaariseksi käyttämällä luonnollista logaritmia

$$\mathbf{Y} = \ln(\mathbf{U}_M), \quad (49)$$

missä  $\mathbf{U}_M$  on vektori, joka sisältää näytteet magnetointi-induktanssin yli olevasta jännitteestä  $u'_M$ . Tämä jännite on staattorijännite josta on vähennetty staattoriresistanssin aiheuttama komponentti. Näytevektori on otettu ajalta, jolloin virtaohje on muutettu positiivisesta negatiiviseksi. Parametrivektorista tulee muotoa

$$\hat{\boldsymbol{\theta}} = \left[ -\frac{1}{\tau_R} \quad \ln(2R'_R I_s) \right]^T, \quad (50)$$

jolloin tuloksena saadaan ensimmäisestä alkiosta välittömästi roottoriaikavakio  $\tau_R$ . Koska staattorivirta on tiedossa, toisesta alkiosta saadaan ratkaistua roottoriresistanssi  $R'_R$ . Alkiossa on staattorivirran amplitudi kerrottuna kahdella, koska näytteet on otettu hetkellä, jolloin staattorivirta on muuttunut positiivisesta negatiiviseksi amplitudin pysyessä samana.

Roottoriaikavakio magnetointivirran funktiona voidaan määrittää käyttämällä eri suuruisia virtaerähteitä. Koska roottoriresistanssi ei huomattavasti muutu koneen ollessa paikallaan ja lämpötilan pysyessä identifioinnin aikana suunnilleen vakiona, roottoriaikavakiosta magnetointivirran funktiona on laskettavissa staattorin tai magnetointi-induktanssi magnetointivirran funktiona, jota voidaan pitää haluttuna lopputuloksena. Ongelmana kuitenkin on, että tällä menetelmällä määritetty roottoriaikavakio magnetointivirran funktiona muodostuu induktanssista, johon vaikuttaa sekä pysyvän tilan induktanssi että inkrementaali-induktanssi. Säädössä tarvitaan pysyvän tilan magnetointi-induktanssi magnetointivirran funktiona. Tämä ilmiö tuottaa vaikeuksia mittaustulosten tulkinnessa.

#### 4.6.2 Staattori-induktanssin määrittäminen jänniteyhtälöä integroimalla

Toinen työssä lähempään tarkasteluun valittu menetelmä perustuu tasavirralla muodostetun vuon tunnistamiseen jännitemallilla (Carraro ja Zigliotto 2014; Peretti ja Zigliotto 2012). Jännitemalli perustuu staattorivuon ratkaisemiseen staattorin jänniteyhtälöstä. Menetelmässä käytetään  $\Gamma$ -sijaiskytkentää, jolloin staattorivuo  $\psi_s$  on suoraan staattori-induktanssin virran eli magnetointivirran  $i_M$  määräämä. Tasavirtamagnetointi muodostaa koneeseen muuttumattoman magneettivuon, jonka arvoa ei sellaisenaan voida jännite- ja virtamittauksilla havaita, koska jännitteen indusoi vain muuttuva käämivuo. Ehdotettu menetelmä perustuu vuon tunnistamiseen koneen magnetointitilan muuttuessa tasavirtamagnetoinnista nollaan.

Menetelmä voidaan jakaa kahteen vaiheeseen. Ensimmäisessä vaiheessa, eli alkutilassa konetta magnetoidaan tasavirralla, jolloin virtaa vastaava magneettivuo on kytkeytynyt koneeseen. Koneen staattorivuo on siis tasavirran aiheuttaman magnetomotorisen voiman määräämässä vakioarvossa. Ennen toisen vaiheen aloittamista koneen on oltava pysyvyystilassa.

Toisessa vaiheessa, eli varsinaisen mittauksen alkaessa staattorijännite asetetaan nollassa käyttämällä nollavektoria, jolloin suuntaaja on moottorista katsottuna oikosulku. Staattori-induktanssiin varautunut energia purkautuu, indusoiden jännitteen  $u_M$ , jolloin staattorivirta laskee alkutilan vakioarvosta nollaan. Tällöin vuon muuttuessa vakioarvosta nollaan, alkutilan vuo pystytään tunnistamaan jännitemallilla

eli integroimalla staattori-induktanssin yli olevaa jännitettä ajan funktiona muutos-tilan ajan.

Ensimmäisessä vaiheessa staattorivirta on vakioarvossa, eli  $i_s = I_s$ . Tällöin staattorijännite  $u_s$  on suuntaajan muodostama tasajännite ja tasavirta on muodostanut koneeseen käämivuon  $\psi_s(0)$ , eli

$$\psi_s(0) = L_s(I_s)I_s. \quad (51)$$

Kone on pysyvyystilassa magnetoituna tasavirralla. Staattorivirta  $i_s$  kulkee kokonaisuudessaan magnetointihaaran kautta, koska induktanssi on piirissä tasavirran kannalta oikosulku. Toisen vaiheen alkaessa staattorijännite  $u_s$  asetetaan nolaksi, jolloin staattori-induktanssi indusoi jännitteen  $\frac{d\psi_s}{dt} = u_M(t)$  pitääkseen virran  $i_s$  vakiona. Staattorijännitteen ollessa nolla, voidaan suuntaaja nähdä piirissä oikosulkuna, joten virta ja staattorivuo lähestyvät nollaa staattoriaikavakiolla

$$\tau_s = \frac{L_s}{R_s}. \quad (52)$$

Lopputilassa  $\psi_s(\infty) = 0$  ja  $i_s(\infty) = 0$ . Staattorin jänniteyhtälö on

$$u_s = R_s i_s + \frac{d\psi_s}{dt}. \quad (53)$$

Yhtälön oikeanpuoleisin termi on staattorivuon muutoksen indusoima jännite. Staattorivuo voidaan määrittää siis ratkaisemalla tämä differentiaaliyhtälö integroimalla vuon muutoksen indusoimaa jännitettä. Määritetään

$$\int_0^t (u_s - R_s i_s) dt = \psi_s(t) - \psi_s(0), \quad (54)$$

missä  $\psi_s(0)$  on alkutilan vuo, jonka amplitudi määräytyy alkutilan tasavirran amplitudin  $I_s$  mukaan ja  $\psi_s(t)$  vuo integroinnin lopetushetkellä.

Koska ajan  $t$  kasvaessa staattorivuo lähestyy nollaa, eli  $\psi_s(\infty) = 0$ , voidaan kirjoittaa

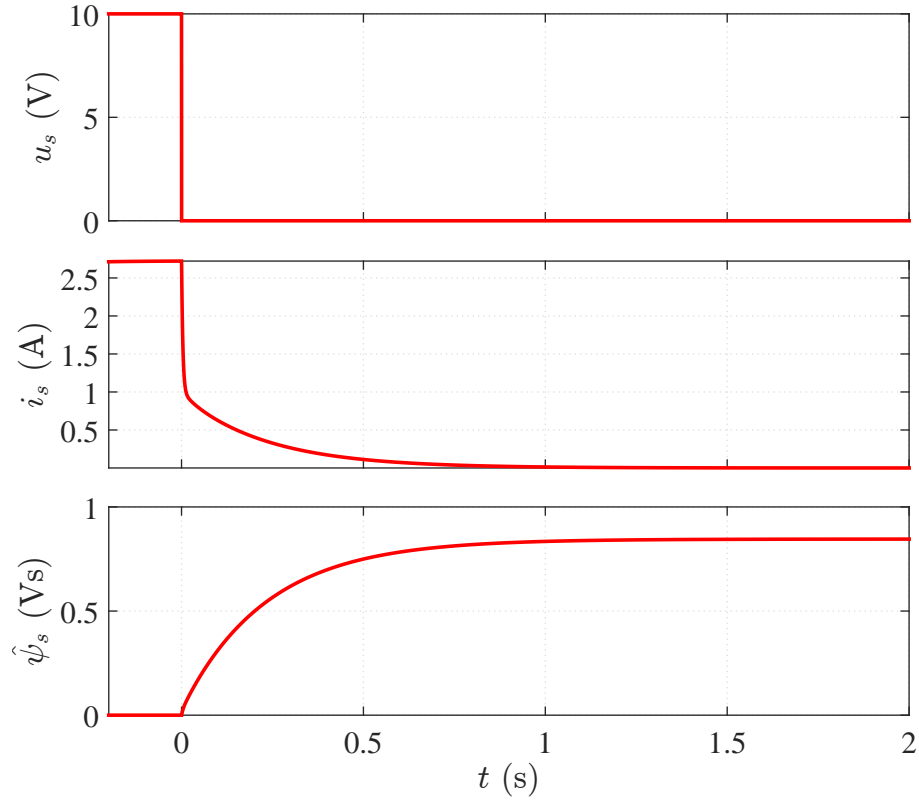
$$\psi_s(0) = - \lim_{t \rightarrow \infty} \int_0^t (u_s - R_s i_s) dt. \quad (55)$$

Tietyn virran muodostaman vuon likiarvo voidaan siis määrittää staattori-induktanssin yli olevan jännitteen aikaintegraalista vuon muuttuessa vakioarvosta nollaan. Integrointiajan on oltava riittävän pitkä mahdollisimman tarkan tuloksen saamiseksi; vuo lähestyy nollaa mittausajan lähestyessä ääretöntä. Käytännössä integrointiaika on valittava usean staattoriaikavakion mittaiseksi, jolloin vuo on lähellä nollaa, eli integrointi lopetetaan hetkellä  $t_1$

$$\psi_s(0) = \int_0^{t_1} (u_s - R_s i_s) dt. \quad (56)$$

Integroinnin lopetushetki  $t_1$  on valittava niin, että virran amplitudi on laskenut sellaiselle tasolle, että mittaus ei ole enää mahdollista signaali-kohinasuhteen heikentyttyä, jolloin virta on todettava nolaksi. Ottaen huomioon yhtälö (51), voidaan





Kuva 15: Staattorivuon identifiointi integroimalla magnetointi-induktanssin yli olevaa jännitettä. Staattorijännite, staattorivirta ja integroimalla estimoitu staattorivuo.

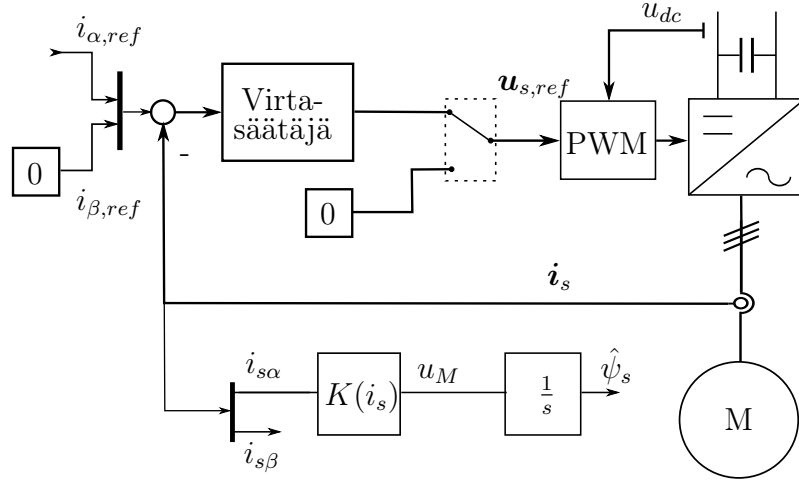
määrittää virran  $I_s$  muodostama staattorivuo seuraavasti

$$L_s(I_s) = \frac{\psi_s(0)}{I_s} = \frac{1}{I_s} \int_0^{t_1} (u_s - R_s i_s) dt. \quad (57)$$

Kuvassa 15 on esitetty staattorivirran käyttäytyminen, kun staattorijännite asetetaan nolaksi vuon ollessa vakioarvossa. Kuvassa on esitetty myös integroimalla estimoitu vuo  $\hat{\psi}_s$ , joka lähestyy alkutilan virran muodostaman staattorivuon arvoa. Yhtälössä (57) määriteltiin staattori-induktanssille  $L_s$  riippuvuus staattorivirran amplitudista. Staattori-induktanssi magnetointivirran funktiona on määritettävissä tekemällä sarja mittauksia eri alkutilan virroilla.

Kuvassa 16 on esitetty identifioinnin periaatteellinen lohkokaavio. Alkutilan virta muodostetaan virtasäätäjällä ja virran suunta on staattorikoordinaatiston reaaliakselin ( $\alpha$ ), eli a-vaiheen suuntaan. Mittauksen alkuhetkellä ( $t = 0$ ) virtasäätäjän muodostama jänniteohje  $u_{s,ref}$  korvataan nolajännitteellä ja samalla hetkellä aloitetaan staattori-induktanssin yli olevan jännitteen eli magnetointijännitteen integrointi. Tämän jännitteen mittaus ei kuitenkaan ole suoraan mahdollista. Yleisessä tapauksessa magnetointijännite voidaan määritellä

$$u_M = u_s - R_s i_s. \quad (58)$$



Kuva 16: Staattorijännitteen integrointiin perustuva identifointijärjestelmä.

Kun staattorijännite  $u_s$  on asetettu nolaksi, magnetointijännite  $u_M$  muodostuu kuitenkin kahdesta termistä; staattoriresistanssin yli olevasta jännitekomponentista ja suuntaajan tehokytkimien yli olevasta osasta. Oikean magnetointijännitteen tunnistamiseksi on siis tiedettävä staattoriresistanssin tarkka arvo sekä tehokytkinten yli oleva osa. Koska ainoa mitattavissa oleva suure on staattorivirta, muodostaa magnetointijännitteen estimointi staattorivirtaa käyttäen keskeisen osan menetelmää.

Nollajännite muodostetaan suuntaajalla käyttämällä nollavektoria, jolloin kaikkien vaihteiden vaihtokytkimet on kytketty samanaikaisesti samaan potentiaaliin, eli positiiviseen tai negatiiviseen välipiirijännitteeseen. Tällöin suuntaaja olisi ideaalisesti sähkökoneesta katsottuna kolmivaiheinen oikosulku. Nollavektori voidaan muodostaa kahdella tavalla; joko jatkuvalla ylä- tai alanollavektorilla tai vuorottelemalla niitä. Jatkuvan nollavektorin tapauksessa virran kulkutiellä on kytkimien ja diodien kynnsjännitteet; virran suunnasta riippuen joko kaksi diodia ja yksi kytkin tai päinvastoin. Vuorottelevien nollavektorien tapauksessa jännitteeseen vaikuttaa lisäksi kuolleen ajan ilmiö (kohta 2.3.2).

Eräs menetelmä magnetointijännitteen määrittämiseksi voisi olla määrittää funktio pysyvän tilan staattorivirrasta magnetointijännitteeseen

$$K(i_s) = (R_s + R_{sw} + R_d)i_s + u'_{th}(i_s), \quad (59)$$

missä  $R_{sw}$  ja  $R_d$  kytkinten ja nolladiodin johtotilan resistanssit.  $u'_{th}$  on termi, joka sisältää tehopuolihohteiden kynnsjännitteet ja kuolleen ajan ilmiön aiheuttaman jännitteenaleneman. Termi on määritettävissä esimerkiksi yhtälöllä (20). Yhtälö voidaan lausua muodossa

$$u'_{th} = u_{s,ref} - \frac{2T'_d}{\pi T_s} u_{dc} \arctan \frac{i_s}{i_{th}}, \quad (60)$$

missä parametrit  $T'_d$  ja  $i_{th}$  on määritettävä niin, että yhtälö vastaa mahdollisimman tarkasti suuntaajan jännitteen käyttäytymistä tasavirralla. Mahdollista voisi

olla myös, että funktio  $K(i_s)$  identifioidaan virtaheränteillä osana koko identifiointi-prosessia ennen staattori-induktanssin identifioinnin aloittamista.

Peretti ja Zigliotto (2012) ehdottavat puolestaan, että alkutilan DC-virran aikana lasketaan syötetyn staattorijännitteen ja staattoriresistanssin yli olevan jännitteen erotus

$$\Delta u = u_{s,ref} - R_s i_s, \quad (61)$$

jolloin saadaan erotuskomponentti  $\Delta u$ , joka voidaan vähentää integroitavasta jännitteestä. Näin ollen induktanssi virran funktiona voidaan määrittää yhtälöllä

$$L_s(I_s) = \frac{1}{I_s} \int_0^t (\Delta u - R_s i_s) dt. \quad (62)$$

Mahdollisimman tarkan identifiointituloksen saamiseksi integroinnin lopetushetki on valittava niin, että staattorivirta (ja magnetointijännite) ehtii tasaantua nollan tuntumaan. Käytännössä virranmittauksessa esiintyvä kohina nollavirran tuntumassa rajoittaa tarkkuutta ja virta on siis todettava nolaksi kun sitä ei enää kyetä mittaamaan signaali-kohinasuhteen heikentyessä nollavirran tuntumassa. Aikaintegraalille on lisäksi luonteenomaista herkkyys offset-tyyppisille virhetermeille, jotka aiheuttavat integraalin arvon kasvun. Mittauksen lopetushetki on siis valittava tarkoituksenmukaisesti; virranmittauksessa oleva pienikin offset-virhe kerryttää integraalin arvoa nopeasti ja aiheuttaa välittömästi epätarkkuutta tuloksiin.

Taulukko 2: Simulointimallin parametrit

<b>Oikosulkumoottorin nimellisarvot</b>	
Jännite $U_N$	400 V
Virta $I_N$	5 A
Taajuus $f_N$	50 Hz
Nopeus $n_N$	1430 rpm
Teho $P_N$	2,2 kW
Staattoriresistanssi $R_s$	3,67 $\Omega$
Oikosulkuinduktanssi $L'_\sigma$	0,0209 H
Roottoriresistanssi $R'_R$	2,1 $\Omega$
<b>Lineaarinen malli</b>	
Magnetointi-induktanssi $L'_M$	0,224 H
<b>Kyllästyksen sisältävä malli</b>	
Magnetointi-induktanssin alkuarvo $L_u$	0,0396 H
Kyllästyksen alkuvakio $\beta$	0,856 1/Vs
Jyrkkyysvakio $S$	7
<b>Virtasäätäjä</b>	jatkuva-aikainen, akt. vaimennus
Kaistanleveys	400 Hz

## 5 Tietokonesimuloinnit

Identifiointimenetelmien toiminnan tutkimista varten tehtiin simulointimalli, joka pohjautui oikosulkumoottorin jännite- ja vuoyhtälöihin sisältäen kyllästysmallin sekä virtasäätäjän malliin. Tässä luvussa esitellään käytetty simulointimenetelmä sekä simuloimalla saadut tulokset.

### 5.1 Simulointijärjestelyt

Parametrien identifioinnin simulointiin käytettiin Matlab/Simulink -ohjelmistoa. Simulointimalli oli jatkuva-aikainen ja muodostettiin 2,2 kW:n tehoisen oikosulkumoottorin nimellisarvoihin perustuen. Taulukossa 2 on esitetty simuloinnissa käytettyjen mallien parametrit. Mallit sisälsivät moottorin dynaamisen mallin sekä virtasäätäjän. Jatkuva-aikaisena suunniteltua ja mallinnettua virtasäätäjää käytettiin virtaherätteiden muodostamiseen. Virtasäätäjä oli viritetty kaistanleveydelle 400 Hz ja varustettu aktiivisella vaimennuksella sekä antiwindupilla. Itse mittauksen simulointi tehtiin Simulink-malleilla ja mittaustulokset tallennettiin vektoreiksi. Parametrien estimointi tehtiin Matlabin työtilassa käyttäen mittaustulosvektoreita sisääntuloarvoina. Mittaukset näytteistettiin 250  $\mu s$  näytevälillä.

Käytännön tapauksessa mittaus sisältää kuitenkin useita virhetermejä, joista merkittävimpiin kuuluu suuntaajan kuolleen ajan ilmiö ja suuntaajan tehopuoli-johteiden kynnysjännitteiden epälineaarinen jännitteenalenema. Muita virheterme-

jä ovat virranmittauksen epätarkkuus ja kohina sekä virtasäätäjän epäideaalisuudet. Tietokonesimuloinneissa nämä ilmiöt jätettiin huomiotta.

Roottoriresistanssin ja magnetointi-induktanssin identifiointia simuloitiin kahdella eri menetelmällä. Simulointi jaettiin kahteen eri vaiheeseen, joista ensimmäisessä käytettiin lineaarista moottorimallia, joka pohjautuu  $\Gamma$ -sijaiskytkentään. Toisessa vaiheessa käytettiin kyllästyksen sisältävää mallia, joka myös pohjautuu  $\Gamma$ -sijaiskytkentään. Kyllästysilmiö on mallinnettu staattori-induktanssilla staattorivuon funktiona yhtälöllä (16), joka on parametroitu taulukon 2 mukaan.

## 5.2 Menetelmä 1: Roottoriaikavakion määrittäminen askelvasteen avulla

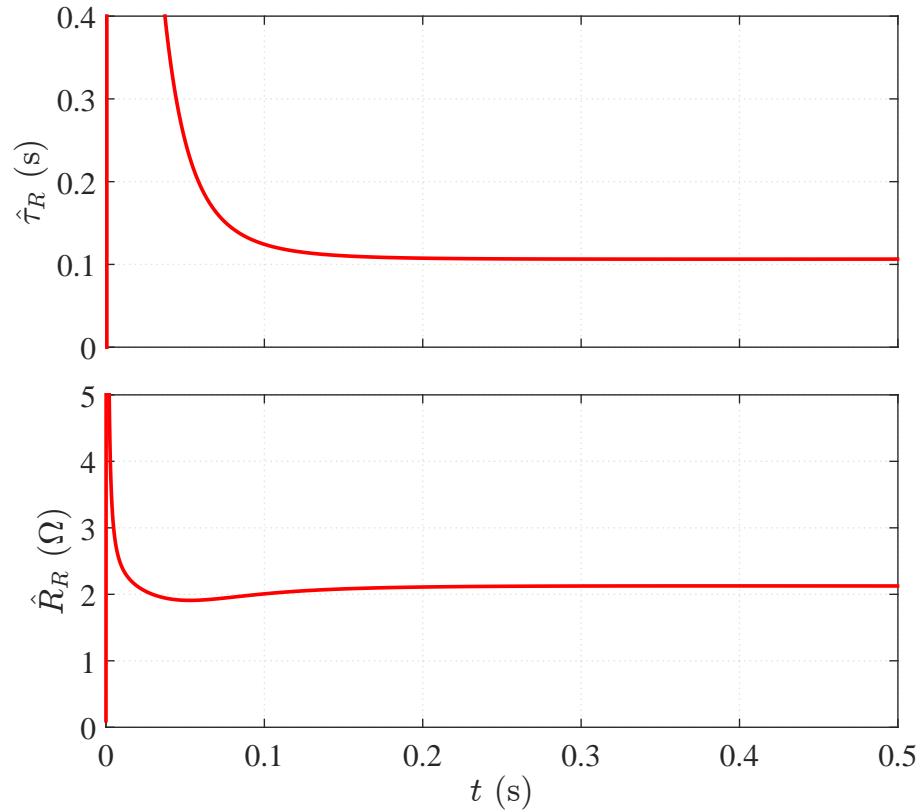
Identifiointimenetelmä antaa tuloksena roottoriaikavakion ja roottoriresistanssin. Roottoriaikavakion avulla on määritettävissä staattori- tai magnetointi-induktanssi. Lineaarisella mallilla tutkittiin menetelmän toimivuutta ja tarkkuutta ideaalitapauksessa. Kyllästyksen sisältävällä mallilla tutkittiin menetelmän kykyä staattori-induktanssin ratkaisemiseen magnetointivirran funktiona, jota voidaan pitää haluttuna lopputuloksena. Tulosten vertailuun käytettiin taulukossa 2 esitettyjä malleissa olevia parametreja. Menetelmän luonteen vuoksi tuloksena saadaan induktanssi, johon vaikuttaa pysyvän tilan induktanssin  $L_s$  lisäksi myös inkrementaali-induktanssi  $L_t$ .

Vertailuun käytetään tämän vuoksi mallissa olevan, yhtälön (16) mukaisen pysyvän tilan staattori-induktanssin lisäksi yhtälössä (17) esitettyä inkrementaali-induktanssia. Yhtälöistä on numeerisesti ratkaistu induktanssi staattorivirran amplitudin funktiona.

### 5.2.1 Lineaarinen malli

Kuvassa 17 on esitetty RLS-menetelmällä identifioitu roottoriaikavakio sekä roottoriresistanssi otettujen näytteiden funktiona. Taulukossa 3 on esitetty identifiointitulokset lineaarisella mallilla.

Ideaalisessa tapauksessa roottoriresistanssin tunnistamisessa päästiin 1,2 % tarkkuuteen ja magnetointi-induktanssin tunnistamisessa 0,9 % tarkkuuteen. Menetelmä on hyvin herkkä staattoriresistanssin arvon tarkkuudelle, joten sen tunnistamisen tarkkuuteen on kiinnitettävä huomiota. Jo muutaman prosentin epätarkkuus staattoriresistanssin arvossa voi aiheuttaa useamman kymmenen prosentin epätarkkuuden tunnistettuihin roottoriresistanssin ja magnetointi-induktanssin arvoihin. Kuvassa 18 on esitetty identifioitujen roottoriresistanssin ja roottoriaikavakion virhejännitevirheen funktiona. Simulointien perusteella voidaan todeta, että identifioinnissa päästään hyvään tarkkuuteen, mikäli magnetointijännite  $u'_M$  tunnetaan tarkasti.



Kuva 17: Menetelmällä 1 identifioitu roottoriaikavakio ja roottoriresistanssi näytteen määrän funktiona.

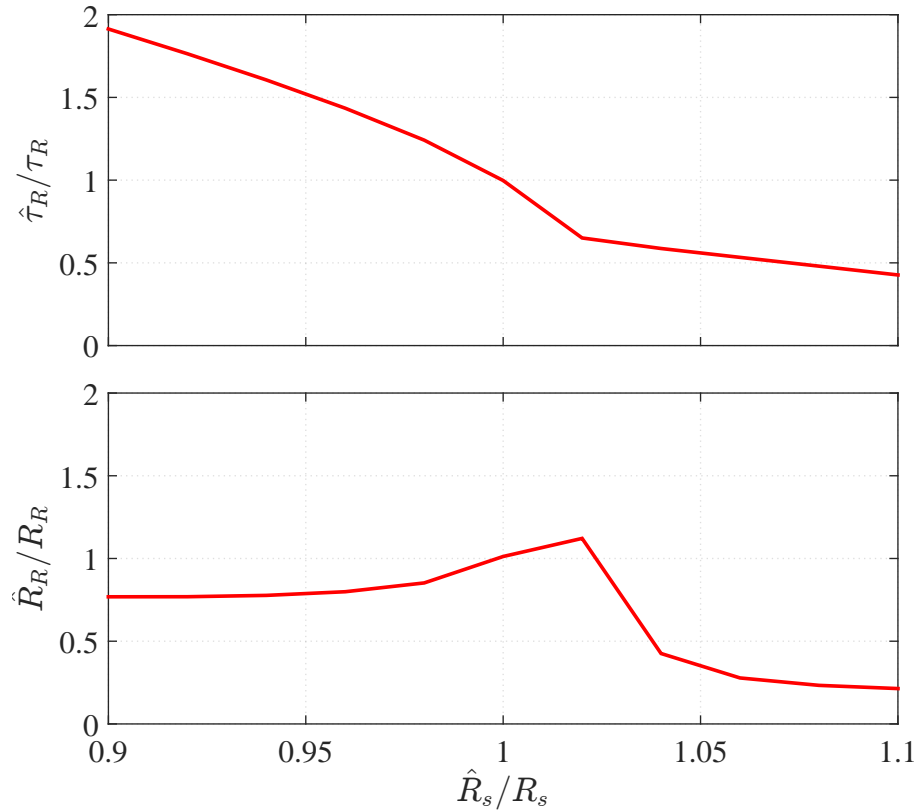
Taulukko 3: Menetelmällä 1 identifioidut parametrit; lineaarinen malli

Parametri	Todellinen	Identifioitu	Virhe (%)
Roottoriresistanssi $R'_R$	2,1 $\Omega$	2,125 $\Omega$	1,2
Magnetointi-induktanssi $L'_M$	0,224 H	0,226 H	0,96
Roottoriaikavakio $\tau_R$	0,1067 s	0,1064 s	-0,24

### 5.2.2 Kyllästyksen sisältävä malli

Kuvassa 19 on esitetty identifioidusta roottoriaikavakiosta yhtälöllä (3) laskettu staattori-induktanssi. Laskennassa käytetty roottoriresistanssi ja kokonaishajainduktanssi olivat todellisia mallissa olevia arvoja. Referenssinä on esitetty pysyvän tilan staattori-induktanssi  $L_s$  sekä inkrementaali-induktanssi  $L_t$  staattorivirran funktiona.

Menetelmässä voidaan simuloinnin perusteella todeta esiintyvän kaksi perusongelmaa. Tuloksena saadaan induktanssi, johon vaikuttaa sekä pysyvän tilan induktanssi  $L_s$  että inkrementaali-induktanssi  $L_t$ . Säädössä tarvitaan pysyvän tilan induktanssi, joten menetelmällä saatua tulosta ei sellaisenaan voida hyödyntää. Lisäksi



Kuva 18: Menetelmällä 1 identifioidun roottoriresistanssin ja roottoriaikavakion virhe magnetointijännitteen virheen funktiona.

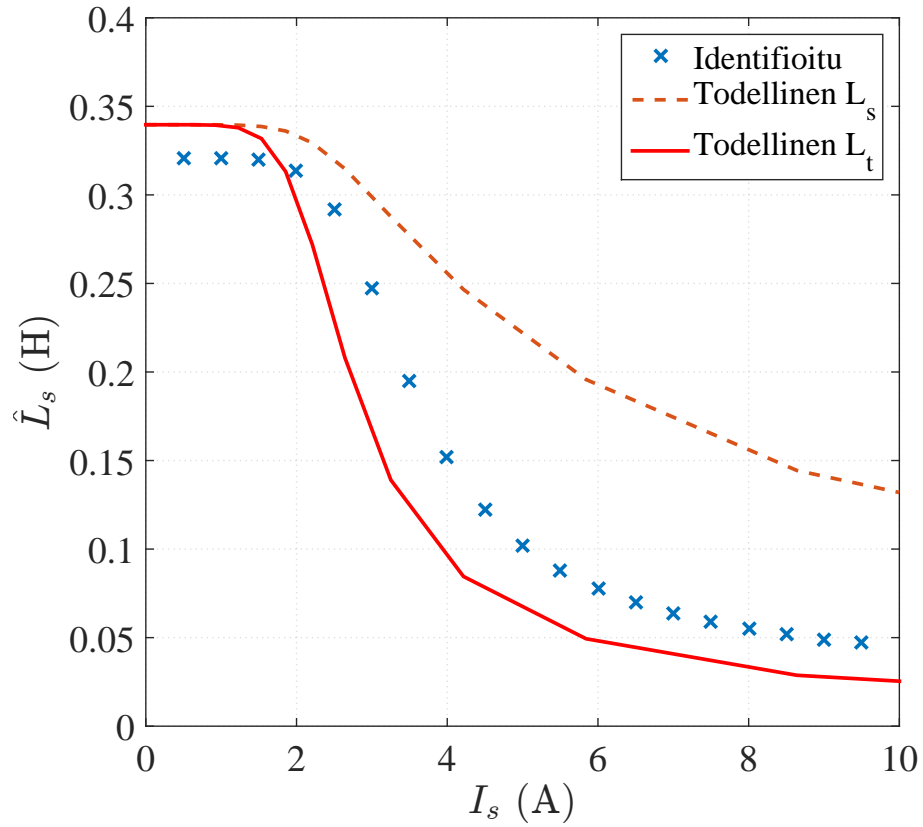
havaittiin, että menetelmän tuloksena antaman roottoriresistanssin arvo vääristyy huomattavasti isommilla mittausvirroilla.

### 5.3 Menetelmä 2: Staattori-induktanssin määrittäminen jänniteyhtälöä integroimalla

Ideaalitilanteessa nollajänniteohjeella staattori-induktanssin yli oleva jännite on sama kuin staattoriresistanssin yli oleva komponentti. Simuloinnissa estimoitu staattorivuo muodostettiin laskemalla staattoriresistanssin ja virran tulosta aikaintegraali käyttäen jatkuva-aikaista integraattoria, joka oli toteutettu Simulink-mallissa. Staattoriin syötettiin pysyvän tilan virtaa vastaava jänniteohje, joka asetettiin mittauksen alkaessa nolaksi ja samalla integraattori vapautettiin. Mittausajaksi valittiin 2,5 sekuntia.

#### 5.3.1 Lineaarinen malli

Lineaarisen mallin staattori-induktanssi saatiin identifioitua erinomaisella tarkkuudella. Käytetyllä mittausajalla induktanssin  $L_s$  tunnistuksen tarkkuus oli 0,3 %. Kuten kuvasta 15 voidaan nähdä, integraattorin arvo lähestyy mittausajan kulu-



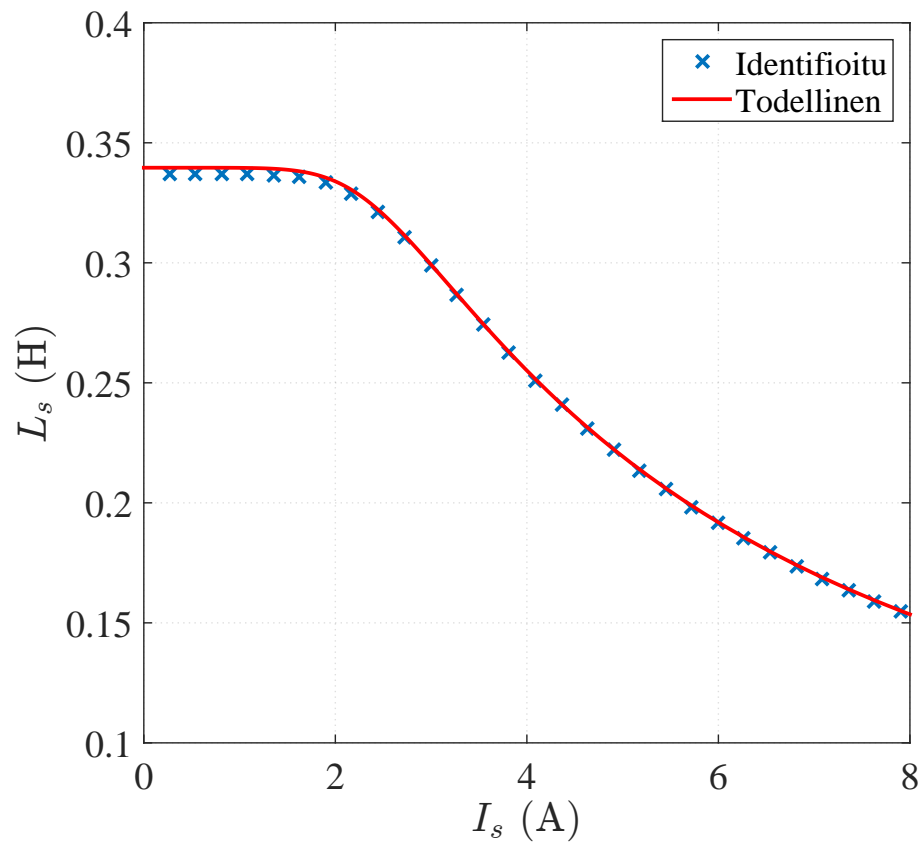
Kuva 19: Menetelmällä 1 identifioitu staattori-induktanssi staattorivirran funktiona.

sa pysyvyystilan vuon arvoa. Simuloinnin perusteella voidaan todeta menetelmän kykenevän erinomaiseen identifiointiin tarkkuuteen lineaarisella mallilla.

### 5.3.2 Kyllästyksen sisältävä malli

Kyllästystä simuloitaessa käytettiin alkutilan virtoja nollasta 8 ampeeriin, eli aina 1,6 kertaiseen nimellisvirtaan asti. Simuloinnilla identifioitu staattori-induktanssi magnetointivirran funktiona on esitetty kuvassa 20. Kuvassa esitetty todellinen staattori-induktanssi on simulointimallissa oleva induktanssi. Simuloinnin perusteella voidaan todeta, että identifiointin tarkkuus on erittäin hyvä. Pienillä virroilla esiintyvä huonompi tarkkuus voidaan katsoa johtuvan integrointiajan lyhyydestä; pienempi virran alkuarvo aiheuttaa aikaintegraalin hitaamman kasvun.





Kuva 20: Identifioitu staattori-induktanssi integrointiin perustuvalla menetelmällä identifioituna. Referenssinä todellinen simulointimallissa oleva staattori-induktanssi.

## 6 Laboratoriomittaukset

Tässä luvussa esitellään diplomityössä tehtyjä laboratoriomittauksia ja niiden tuloksia. Laboratoriomittauksissa tutkittiin menetelmää, jossa staattori-induktanssi tunnistettiin integroimalla staattorin jänniteyhtälöä.

### 6.1 Koejärjestelyt

Laboratoriomittauksissa käytetyn laitteiston lohkokaavio on esitetty kuvassa 21. 2,2 kW tehoista oikosulkumoottoria syötettiin taajuusmuuttajalla, jonka ohjauskortti oli korvattu dSpacen reaaliaikaisella tutkimusympäristöllä. Ohjausalgoritmit ohjelmoitiin Matlab/Simulink-ympäristössä käyttäen C-kielisiä S-funktioita nopeamman aikatazon operaatioihin sekä normaaleja Simulinkin lohkoja hitaampiin funktioihin sekä signaalien reitittämiseen.

Näin aikaanasaadusta Simulink-mallista generoitiin C-kielinen lähdekoodi, joka käännettiin ja ladattiin dSpace-alustalle. Koetilanteessa taajuusmuuttajaan oli ohjelmoitu virtasäätäjä, joka toteuttaa annetut virtaohjeet. Virtasäätäjä oli suunniteltu jatkuva-aikaisena ja diskreetoitu Eulerin approksimaatiolla. Näytteenotto oli synkronoitu kytkentätaajuuteen, eli näyteväli  $T_s$  oli kytkentätaajuuden käänteisarvo. Virtasäätäjä oli varustettu aktiivisella vaimennuksella sekä antiwindupilla ja viritetty kaistanleveydelle 50 Hz. Mittauksessa käytetyn virtasäätäjän on esittänyt esimerkiksi Harnefors (2003).

Käytetty kytkentä- ja näytteenottotaajuus oli 1 kHz. Taajuusmuuttajan nimellinen kuollut aika  $T_d$  oli  $1,5 \mu\text{s}$ . Mitatut suureet olivat DC-välipiirin jännite sekä vaihevirratt, joiden mittaamiseen käytettiin ulkoisia LEM:in valmistamia virta- ja jännitemuuntimia.

Todellinen staattorijännite  $u'_s$  sisältää kynnysjännitteiden sekä kuolleen ajan ilmiön vaikutuksen, joka on otettu huomioon mittauksessa. Identifiointi perustui yhtälöön (57), lausuttuna seuraavasti

$$L_s(I_s) = \frac{1}{I_s} \int_0^{t_1} (u'_s - R_s i_s) dt, \quad (63)$$

missä staattoriresistanssi  $R_s=3,22 \Omega$  (ennen mittausta identifioitu arvo).  $u'_s$  on seuraavalla yhtälöllä estimoitu staattorijännite

$$u'_s = u_{s,ref} - \frac{2T'_d}{\pi T_s} u_{dc} \arctan \frac{i_s}{i_{th}}, \quad (64)$$

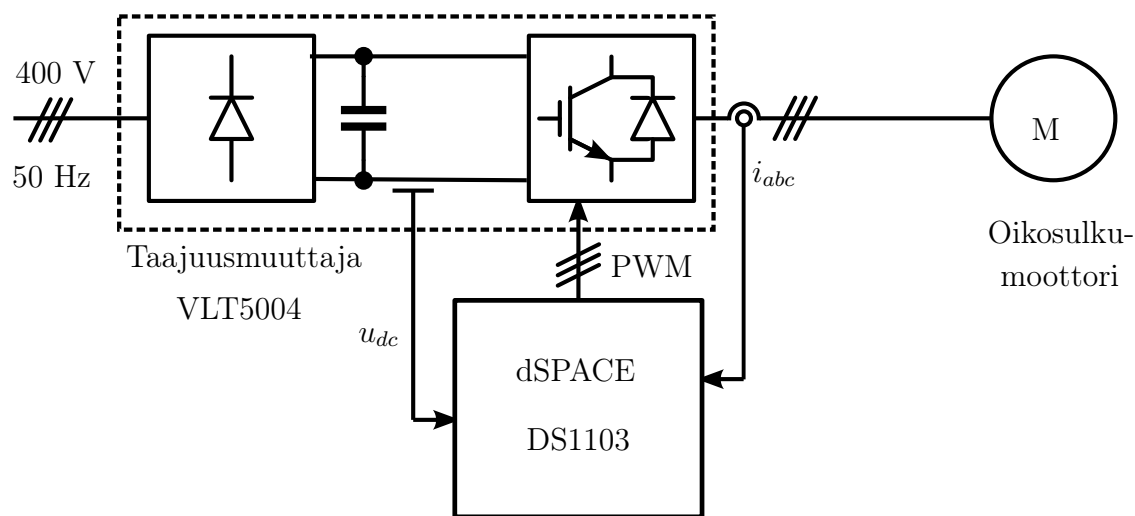
missä  $T_s=1 \text{ ms}$ . Parametrit  $T'_d=22 \mu\text{s}$  ja  $i_{th}=0,0283 \text{ A}$  määritettiin koneen nimellisellä virralla kokeellisesti, niin että nimellisellä staattorivirralla identifioitu staattori-induktanssi täsmäsi todellisen arvon kanssa.

### 6.2 Mittaustulokset

Kuvassa 22 on esitetty esimerkki mittaustilanteesta. Hetkellä  $t=0,5 \text{ s}$  staattorijännitteen ohjearvo  $u_{s,ref}$  asetetaan nolllaksi, jolloin staattorivirta lähestyy nolllaa. Mittaus lopetettiin hetkellä  $t=2 \text{ s}$ , jolloin mittausajaksi tuli  $1,5 \text{ s}$ .

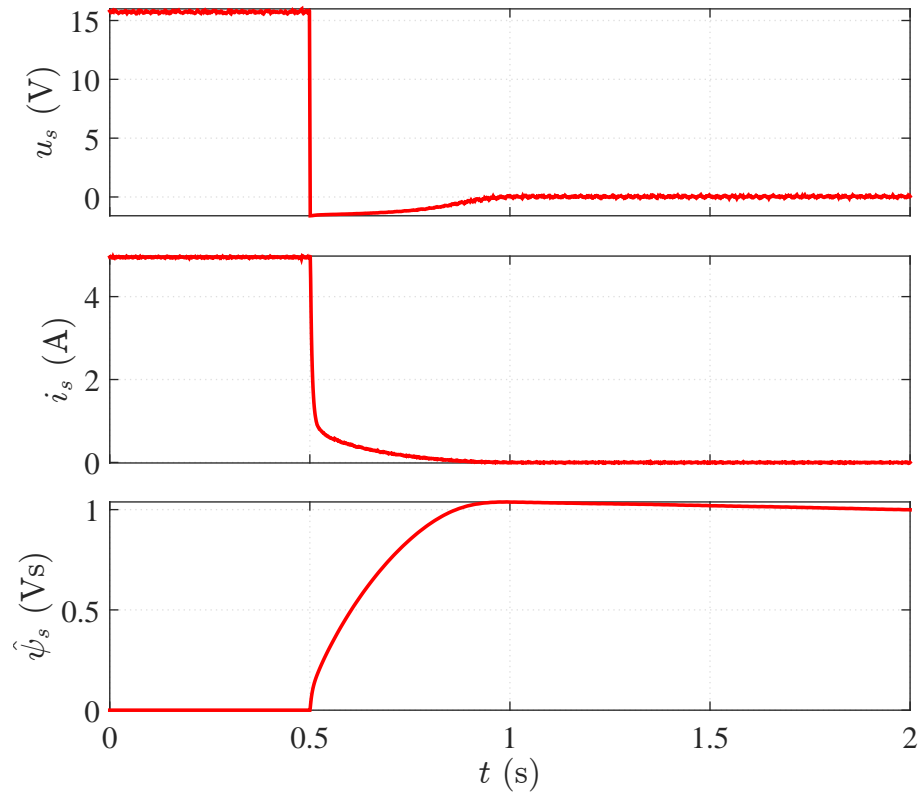
Taulukko 4: Laboratoriolaitteisto

<b>Oikosulkumoottori</b>	ABB M2AA 100LA 3GAA102001-ADA 380...420 V, 50 Hz, 1430 rpm 2,2 kW, 5 A, $\cos \varphi = 0,81$
<b>Taajuusmuuttaja</b>	Danfoss VLT5004 P T5 B20 EB R3 (muok. tutkimuskäyttöön)
Ohjauskortti	
Syöttöjännite	380...500 V, 50...60 Hz
Ulostulojännite	0...100 % syöttöjännitteestä
Maksimi kuormitusvirta	5,6 A
Ulostulotaajuus	0...1000 Hz
<b>Virranmittaus</b>	LEM LA 55-P/SP1 (kaikki lähtövaiheet)
Kaistanleveys	0...200 kHz
Nimellistarkkuus	$\pm 0,9\%$ (25° lämpötilassa)
<b>Jännitteenmittaus</b>	LEM LV 25-P (DC-välipiiri)
Kaistanleveys	0...25 kHz
Nimellistarkkuus	$\pm 0,8\%$ (25° lämpötilassa)
<b>Ohjausyksikkö</b>	dSpace DS1103 PPC
Pääprosessori	PowerPC 604e (400 MHz, 2 MB paikallinen SRAM 128 MB globaali DRAM)
Apuprosessori	TI TMS320F240 DSP (20 MHz, PWM generointi)



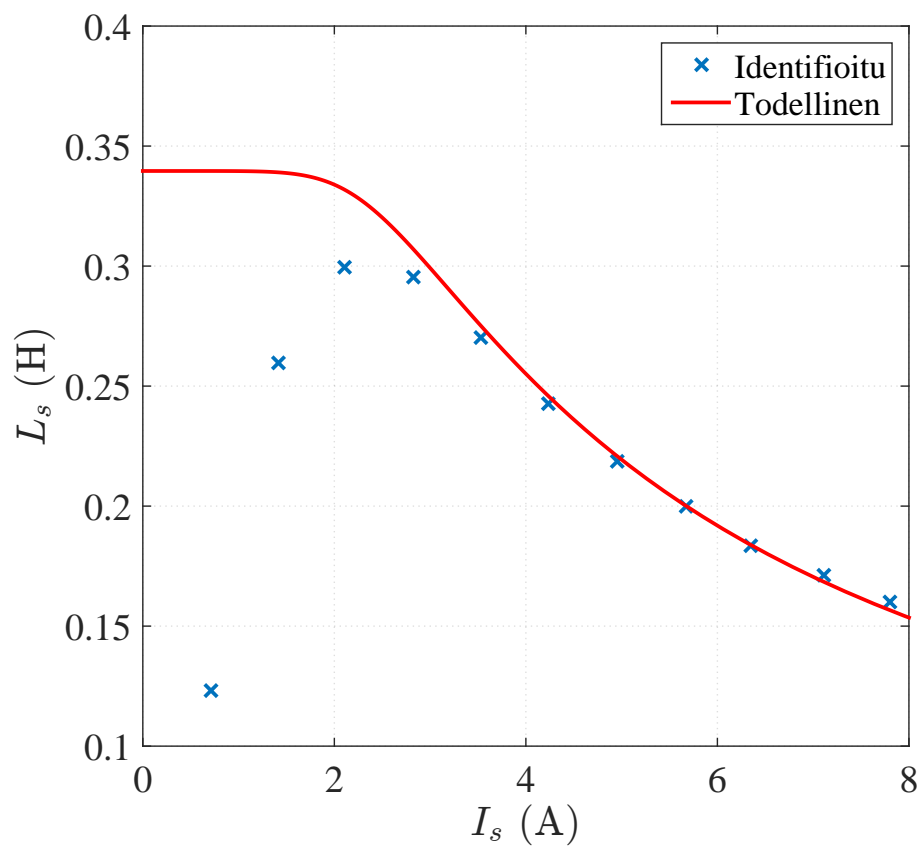
Kuva 21: Mittauksissa käytetyn laitteiston lohkokaavio.

Kuvassa 23 on esitetty identifioitu staattori-induktanssi staattorivirran funktiona. Vertailuun käytettävä todellinen induktanssi on määritetty tyhjäkäyntikokeella (Ranta 2013). Mittaustulosten perusteella voidaan havaita, että pieniä virtoja lu-



Kuva 22: Identifioitu staattori-induktanssi staattorivirran funktiona.

kuunottamatta identifiointitulokset ovat hyvin lähellä todellisia arvoja. Pienillä virroilla tarkkuutta heikentää virranmittauksen kohina sekä jännitteenaleneman kompensoinnin epätarkkuus.



Kuva 23: Identifioitu staattori-induktanssi staattorivirran funktiona.

## 7 Yhteenveto

Työssä tutkittiin oikosulkumoottorin parametrien identifiointia roottorin ollessa paikallaan. Parametreista staattoriresistanssi ja oikosulkuinduktanssi ovat luonteeltaan sellaisia, että identifioinnissa ei ole hyötyä akselin pyörittämisestä. Magnetointiinduktanssi kyllästysilmiö huomioon ottaen sekä roottoriresistanssi ovat olleet haasteellisempia identifioitavia. Työn pääpaino oli oikosulkumoottorin kyllästysilmiön identifioinnin tutkimisessa. Kyllästysilmiön mallintamiseen sopii staattori-induktanssi, joten tavoiteltu tulos oli staattori-induktanssi magnetointivirran funktiona.

Magnetointi-induktanssin identifiointimenetelmiä tutkittiin ensin kirjallisuuskatsauksen muodossa. Kaksi lupaavimmalta vaikuttavaa menetelmää valittiin tarkempien tutkimusten kohteeksi. Näihin menetelmiin perehdyttiin tarkemmin ja niiden toimintaa, mittaustarkkuutta ja soveltuvuutta käytäntöön tutkittiin tietokonesimuloinnin. Tietokonesimulointien perusteella paremmaksi osoittautunutta menetelmää tutkittiin myös laboratoriomittauksin.

Ensimmäisessä tarkempiin tutkimuksiin valitussa menetelmässä identifiointi perustuu roottoriaikavakion ja roottoriresistanssin tunnistamiseen tutkimalla askelmaisten virtaherätteiden vastetta. Roottoriaikavakion avulla voidaan määrittää staattori-induktanssi. Suorittamalla roottoriaikavakion identifiointi eri suuruksilla virtaherätteillä, voidaan määrittää staattori-induktanssi magnetointivirran funktiona. Tutkimusten perusteella menetelmässä havaittiin olevan kaksi perusongelmaa. Menetelmän havaittiin olevan erittäin herkkä staattorijännitteen virheelle; virhe staattorijännitteessä mittauksen aikana näkyi moninkertaisena identifiointitulosten virheessä. Toinen ongelma liittyy itse identifiointituloksiin; menetelmällä tunnistettuun induktanssiin vaikuttaa sekä pysyvän tilan induktanssi että inkremetaali-induktanssi tuloksen olematta kuitenkaan puhtaasti kumpaakaan. Tämä tuottaa ongelmia tulosten tulkinnessa, koska moottorin säädössä tarvitaan pysyvän tilan induktanssi.

Toinen tutkittu menetelmä perustuu tasavirran aiheuttaman staattorivuon estimointiin. Staattorivuo on skaalattavissa staattori-induktanssiksi virralla jakamalla ja eri suuruksia tasavirtoja käyttämällä voidaan määrittää staattori-induktanssi virran funktiona. Menetelmässä staattoriin muodostettiin alkutilan vuo tunnetulla virralla. Kun staattorijännite asetetaan nolaksi, pystytään alkutilan vuo estimoimaan integroimalla staattorin jänniteyhtälöä. Nollajänniteohjeella staattori-induktanssin yli oleva jännite muodostuu staattoriresistanssin yli olevasta komponentista, joka on suoraan verrannollinen virtaan. Toisen jännitekomponentin muodostaa suuntaajan jännitteenalenema, joka on luonteeltaan epälineaarinen. Simuloinneissa suuntaaja oletettiin ideaaliseksi, jolloin magnetointijännite on sama kuin staattoriresistanssin jännite. Tällä oletuksella menetelmän havaittiin kykenevän hyvään identifiointitarkkuuteen. Laboratoriomittauksessa suuntaajan jännitteenalenemaa estimoitiin käyttäen arkustangenttifunktiota. Laboratoriomittauksissa menetelmän havaittiin toimivan hyvin pieniä staattorivirran arvoja lukuun ottamatta. Kriittinen tekijä on kuitenkin staattoriresistanssin ja suuntaajan ulostulojännitteen tunteminen riittävän tarkasti.

Jälkimmäinen menetelmä, jossa staattori-induktanssi magnetointivirran funktiona estimoidaan staattorivuon kautta staattorin jänniteyhtälöä integroimalla, to-

dettiin kahdesta tutkitusta menetelmästä paremmin toimivaksi. Menetelmä kykenee tunnistamaan staattori-induktanssin magnetointivirran funktiona roottorin ollessa paikallaan, käyttäen mitattavina suureina moottorin vaihevirtoja ja välipiirin tasajännitettä. Menetelmä soveltuu eri kokoisten oikosulkumoottorien identifiointiin, joskin on otettava huomioon että koneen tehon kasvaessa aikavakiot tyypillisesti pitenevät vastaavasti, joten identifiointiin tarvittava aika pitenee. Menetelmä on suhteellisen herkkä sähkökäytön aiheuttamille häiriöille; erityisesti suuntaajan jännitetiedon oikeellisuus on kriittinen kysymys, johon on kiinnitettävä huomiota menetelmää mahdollisesti toteutettaessa taajuusmuuttajakäyttöön. Periaatteellisia esteitä toteutettavuuteen reaaliaikaisessa järjestelmässä ei havaittu. Pienillä mittausvirroilla tapahtuvan identifiointin tarkkuutta voitaisiin mahdollisesti parantaa käyttämällä tasavirtaerätteen sijasta esimerkiksi PRBS-tyyppistä erätettä, joka mahdollistaisi suurempien jännitteiden käyttämisen erätteenä. Näin voitaisiin vähentää suuntaajan ulostulojännitteen epälineaarisuuden vaikutusta, joka korostuu pienillä jännitteillä.

Työssä tutkittuja menetelmiä yhdistää piirre, että jokaisen parametrin identifiointi tapahtuu erikseen ja oikosulkukoneen parametrien identifiointi on siten monivaiheinen prosessi. Lisäksi staattori-induktanssin magnetointivirran funktiona vaatii erillisen mittauksen eri virroilla. Tästä seuraa, että identifiointiin kuluu suhteellisen pitkä aika, joka korostuu isompitehoisilla moottoreilla, joiden aikavakiot ovat pitkiä. Kiintoisa jatkotutkimuksen kohde voisi siis olla myös kaikkien parametrien yhtäaikainen identifiointi, jolloin identifiointiprosessiin kuluva aika saataisiin lyhyemmäksi.

## Viitteet

- M. Aiello, A. Cataliotti, ja S. Nuccio, “A fully-automated procedure for measuring the electrical parameters of an induction motor drive with rotor at standstill,” in *Instrumentation and Measurement Technology Conference, 2002. IMTC/2002. Proceedings of the 19th IEEE*, vol. 1, 2002, s. 681–685 vol.1.
- F. Blaschke, “The principle of field orientation as applied to the new transvektor closed-loop control system for rotating-field machines,” *Siemens Review XXXIX*, no. 5, s. 217–220, 1972.
- D. Bradley, C. Clarke, R. Davis, ja D. Jones, “Adjustable-frequency invertors and their application to variable-speed drives,” *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*, vol. 111, no. 11, s. 1833–1846, 1964.
- M. Carraro ja M. Zigliotto, “Automatic parameter identification of inverter-fed induction motors at standstill,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 9, s. 4605–4613, Sept 2014.
- J. Cortajarena, J. De Marcos, P. Alvarez, ja F. Vicandi, “Sensorless induction motor parameter identification and control,” in *IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, March 2010, s. 404–409.
- C. Gerada, K. Bradley, M. Sumner, ja P. Sewell, “Evaluation and modeling of cross saturation due to leakage flux in vector-controlled induction machines,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 43, no. 3, s. 694–702, May 2007.
- J. Godbersen, “A stand-still method for estimating the rotor resistance of induction motors,” in *Industry Applications Conference, 1999. Thirty-Fourth IAS Annual Meeting. Conference Record vol. 2*, 1999, s. 900–905.
- M. Harmoinen, *SAMIn tarina*. Edita Prima, Helsinki, 2002.
- L. Harnefors, *Control of Variable-Speed Drives*. Mälardalen University, Västerås, Sweden, tammikuu 2003.
- M. Hinkkanen, L. Harnefors, ja J. Luomi, “Reduced-order flux observers with stator-resistance adaptation for speed-sensorless induction motor drives,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, no. 5, s. 1173–1183, May 2010.
- M. Hinkkanen, “Flux estimators for speed-sensorless induction motor drives,” Väitöskirja, Teknillinen korkeakoulu, 2004.
- M. Hinkkanen, A.-K. Repo, ja J. Luomi, “Influence of magnetic saturation on induction motor model selection,” 2006.
- R. Johansson, *System Modelling and Identification*. Prentice-Hall International Inc., 1993.



- R. Kerkman, J. Thunes, T. Rowan, ja D. Schlegel, "A frequency based determination of the transient inductance and rotor resistance for field commissioning purposes," in *Industry Applications Conference, 1995. Thirtieth IAS Annual Meeting, IAS '95., Conference Record of the 1995 IEEE*, vol. 1, Oct 1995, s. 359–366 vol.1.
- N. Klaes, "Parameter identification of an induction machine with regard to dependencies on saturation," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 29, no. 6, s. 1135–1140, Nov 1993.
- Y.-S. Kwon, J.-H. Lee, S.-H. Moon, B.-K. Kwon, C.-H. Choi, ja J.-K. Seok, "Standstill parameter identification of vector-controlled induction motors using the frequency characteristics of rotor bars," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 45, no. 5, s. 1610–1618, Sept 2009.
- M. Lammi, "Oikosulkumoottorin parametrien estimointi nollanopeudella," Diplomityö, Teknillinen korkeakoulu, 2000.
- B. Lee, J. Kim, ja K. Nam, "Simple on-line dead-time compensation scheme based on disturbance voltage observer," in *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), IEEE*, Sept 2012, s. 1857–1863.
- E. Levi ja M. Wang, "Impact of parameter variations on speed estimation in sensorless rotor flux oriented induction machines," in *Seventh International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives (Conf. Publ. No. 456)*, Sep 1998, s. 305–310.
- J. Melkebeek, "Magnetising-field saturation and dynamic behaviour of induction machines. part 1: Improved calculation method for induction-machine dynamics," *Electric Power Applications, IEE Proceedings B*, vol. 130, no. 1, s. 1–9, January 1983.
- J. Melkebeek ja D. Novotny, "The influence of saturation on induction machine drive dynamics," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. IA-19, no. 5, s. 671–681, Sept 1983.
- W. Michalik, "Standstill estimation of electrical parameters in motors with optimal input signals," in *Proceedings of the 1998 Second IEEE International Caracas Conference on Devices, Circuits and Systems*, Mar 1998, s. 407–413.
- N. Mohan, T. Undeland, ja W. Robbins, *Power Electronics: Converters, Applications and Design*. John Wiley Sons, Inc., 1989.
- A. Niemenmaa ja J. Luomi, "Sähkömekaniikka ja sähkökäytöt," Sähkötekniikan laitoksen luentomonisteita, Aalto-yliopisto, Espoo, 2011.
- J. Pedersen, F. Blaabjerg, J. Jensen, ja P. Thogersen, "An ideal pwm-vsi inverter with feedforward and feedback compensation," in *Fifth European Conference on Power Electronics and Applications, 1993.*, Sep 1993, s. 501–507 vol.5.

- L. Peretti ja M. Zigliotto, "Automatic procedure for induction motor parameter estimation at standstill," *Electric Power Applications, IET*, vol. 6, no. 4, s. 214–224, April 2012.
- P. Pohjalainen ja C. Stulz, "Method and apparatus for direct torque control of a three-phase machine," Maaliskuu 31 1998, uS Patent 5,734,249. [Online]. Available: <http://www.google.fi/patents/US5734249>
- Z. Qu, M. Ranta, M. Hinkkanen, ja J. Luomi, "Loss-minimizing flux level control of induction motor drives," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 48, no. 3, s. 952–961, May 2012.
- M. Ranta, "Dynamic induction machine models including magnetic saturation and iron losses," Väitöskirja, Aalto University, 2013.
- H. Schierling, "Self-commissioning-a novel feature of modern inverter-fed induction motor drives," in *Third International Conference on Power Electronics and Variable-Speed Drives*, Jul 1988, s. 287–290.
- T. Söderström ja P. Stoica, *System Modelling and Identification*. Prentice-Hall International Inc., 1988.
- J.-K. Seok, S.-I. Moon, ja S.-K. Sul, "Induction machine parameter identification using pwm inverter at standstill," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 12, no. 2, s. 127–132, Jun 1997.
- G. Shen, W. Yao, B. Chen, K. Wang, K. Lee, ja Z. Lu, "Automeasurement of the inverter output voltage delay curve to compensate for inverter nonlinearity in sensorless motor drives," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 10, s. 5542–5553, Oct 2014.
- G. Slemon, "Modelling of induction machines for electric drives," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 25, no. 6, s. 1126–1131, Nov 1989.
- K. Åström ja B. Wittenmark, *Computer Controlled Systems: Theory and Design*. Prentice-Hall, Inc., Upper Saddle River, New Jersey, 1997.
- C. Sukhapap ja S. Sangwongwanich, "Auto tuning of parameters and magnetization curve of an induction motor at standstill," *IEEE International Conference on Industrial Technology*, vol. 1, s. 101–106, 2002.
- T. Tuovinen, "Oikosulkumoottorin kyllästyksen mallinnus," Diplomityö, Teknillinen korkeakoulu, 2009.
- K. Wang, W. Yao, B. Chen, G. Shen, K. Lee, ja Z. Lu, "Magnetizing curve identification for induction motors at standstill without assumption of analytical curve functions," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 4, s. 2144–2155, April 2015.

- A. Yahiaoui ja F. Bouillault, "Saturation effect on the electromagnetic behaviour of an induction machine," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 31, no. 3, s. 2036–2039, May 1995.
- J. Zamora ja A. Garcia-Cerrada, "Online estimation of the stator parameters in an induction motor using only voltage and current measurements," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 36, no. 3, s. 805–816, May 2000.